

JAPANESE PATENT OFFICE
PATENT JOURNAL
KOKAI PATENT APPLICATION NO. P2003-169369A

Int. Cl. ⁷ :	H 04 Q 7/38 H 04 B 1/707 H 04 B 7/26 H 04 L 7/08 H 04 J 13/00
Filing No.:	P2001-365668
Filing Date:	November 30, 2001
Publication Date:	June 13, 2003
No. of Claims:	12 (Total of 26 pages; OL)
Examination Request:	Not filed

CELL SEARCH METHOD AND CELL SEARCH DEVICE, AND MOBILE BODY
TERMINAL DEVICE

Applicant:	000127178 Yozan Inc. 3-5-18 Kitazawa, Setagaya-ku, Tokyo
Inventors:	Shu Naguaki Yozan Inc. 3-5-18 Kitazawa, Setagaya-ku, Tokyo Ryu Hitsuki Yozan Inc. 3-5-18 Kitazawa, Setagaya-ku, Tokyo Ryu Shihei Yozan Inc. 3-5-18 Kitazawa, Setagaya-ku, Tokyo

Suzuki Kunihiko
Yozan Inc.
3-5-18 Kitazawa, Setagaya-ku,
Tokyo

Agent:

100112760
Kazuo Shibata, patent attorney

[There are no amendments to this patent.]

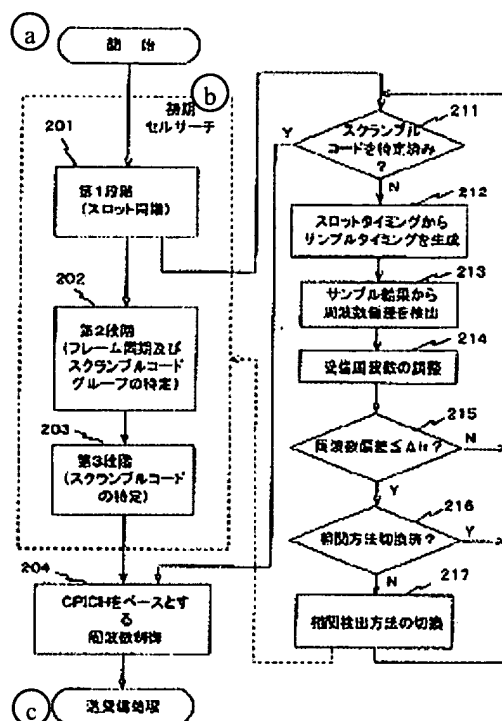
Abstract

Problem

To reduce the error detection rate during a cell search.

Means to solve

During a cell search (steps 201-203) operation that uses a first correlation detection method in cell search part 71, frequency control (steps 211-217) is started. In said frequency control, the frequency deviation between the transmission frequency of a base station to which a mobile station should be linked wirelessly and the reception frequency of the mobile station is detected (step 213), and the reception frequency of the mobile station is controlled appropriately to reduce the frequency deviation (step 214). When it is found that the frequency deviation drops below a prescribed level as detection of said frequency deviation and control of the reception frequency are carried out repeatedly, the correlation detection method is switched from the first correlation detection method to a second correlation detection method that can provide a lower misdetection rate of the base station than the first correlation detection method when the frequency deviation is below a prescribed level (step 217).



- Key:
- a Start
 - b Initial cell search
 - c Data transmission and reception
 - 201 First step (slot synchronization)
 - 202 Second step (frame synchronization and identification of scramble code group)
 - 203 Third step (identification of scramble code)
 - 204 Control the frequency based on CPICH
 - 211 Has the scramble code been identified?
 - 212 Generate sample timing from the slot timing
 - 213 Detect the frequency deviation from the sampling result
 - 214 Adjust the reception frequency
 - 215 Frequency deviation $\leq \Delta f_T$?
 - 216 Has the correlation method been switched?
 - 217 Switch the correlation detection method

Claims

1. A cell search method that searches for a base station to which a mobile station should be connected, characterized by having the following steps:

a frequency control step, in which the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which said mobile station should be connected and the reception frequency of said mobile station is detected, and said reception frequency is controlled based on the detected frequency deviation; and a correlation detection method switching step, in which the

correlation detection method used for correlating said received signal with a prescribed code is switched from a first correlation detection method to a second correlation detection method when the absolute value of the detected frequency deviation becomes smaller than a prescribed value.

2. The cell search method described in Claim 1, characterized by the fact that, in said correlation detection method switching method, the absolute value of said detected frequency deviation is compared with said prescribed value, and said correlation detection method is switched when the absolute value of said detected frequency deviation becomes smaller than said prescribed value for the first time.

3. The cell search method described in Claim 1, characterized by the fact that, in said correlation detection method switching step, said correlation detection method is switched after a prescribed period of time has passed since the beginning of said frequency control step.

4. The cell search method described in any of Claims 1-3, characterized by the fact that said base station is searched by performing the following three steps at least once: a first step, wherein the slot synchronization timing is extracted based on the correlation between the signal received from said base station and a primary synchronization code that is common to plural base stations; a second step, wherein the slot synchronization timing extracted in the first step is used for extraction of the frame synchronization timing and identification of the scramble code group based on the correlation between said received signal and a secondary synchronization code composed of plural codes used for identifying the scramble code group included in said received signal, and a third step, wherein the scrambled codes included in said received signal are identified based on the correlation between said received signal and each of the scramble codes included in said scramble code group.

5. The cell search method described in Claim 4, characterized by the fact that said frequency control step includes the following steps:

a phase error detection step, wherein after the end of said first step, a signal obtained after inversely spreading said received signal is sampled plural times in synchronization with the slot synchronization timing extracted in said first step, and the phase error between the plural sampling results is detected; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

6. The cell search method described in Claim 4, characterized by the fact that said frequency control step includes the following steps:

a correlation peak detection step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps to detect the peak of the correlation between said received signal and said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the

signals obtained after inversely spreading the received signal is detected at plural correlation peak time points detected in said correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

7. The cell search method described in Claim 4, characterized by the fact that said frequency control step includes the following steps:

an intra-symbol correlation peak detection step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps to detect the peak of correlation between said received signal and a partial code of less than one symbol of said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the signals obtained after inversely spreading, using said partial code, said received signal at plural correlation peak points in one slot detected in said intra-symbol correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

8. The cell search method described in Claim 4, characterized by the fact that said frequency control step includes the following steps:

an intra-symbol correlation peak estimating step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps and uses the slot synchronization timing extracted up to that time in the processing of the first step to estimate the correlation peak point between said received signal and the partial code of less than one symbol of said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the signals obtained after inversely spreading, using said partial code, said received signal at plural correlation peak points in one slot estimated in said intra-symbol correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

9. The cell search method described in any of Claims 1-8, characterized by the fact that said first correlation detection method is a partial correlation detection method that calculates the correlation using a unit less than one symbol, and

said second correlation detection method is a full phase detection method that calculates the correlation using one symbol as the unit.

10. A cell search device used for searching a base station to which a mobile station should be connected, characterized by having the following:

a frequency deviation detection means that detects the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which the mobile station should be connected and the reception frequency of said receiving station; a reception frequency control means that controls said reception frequency based on the frequency deviation detected by said frequency deviation detection means; and a correlation detection method switching method that switches the correlation detection method used for correlating said receiving signal with a prescribed code from a first correlation detection method to a second correlation detection method when it is found that the frequency deviation detected by said frequency deviation detection means is smaller than a prescribed value.

11. The cell search device described in Claim 10, characterized by the fact that said first correlation detection method is a partial correlation detection method that calculates the correlation using a unit less than one symbol, and

said second correlation detection method is a full phase detection method that calculates the correlation using one symbol as the unit.

12. A mobile communication terminal device equipped with a receiving means that receives signals transmitted from a base station and the cell search device described in Claim 10 or 11 that performs cell search based on a signal received by said receiving means.

Detailed explanation of the invention

[0001]

Technical field of the invention

The present invention pertains to a cell search method and a cell search device, as well as mobile body terminal device. More specifically, the present invention pertains to a cell search method used by a mobile station in a code division multiple access (CDMA) communication system, a cell search device using said cell search method, and a mobile body terminal device equipped with said cell search device.

[0002]

Prior art

In recent years, in the mobile body communication field, the wideband-code division multiple access (W-CDMA) system that uses the direct spread-code division multiple access (DS-CDMA) system and expands the spread band to 5 MHz has attracted a lot of attention. For code division multiple access including said W-CDMA, a mobile station performs a cell search that specifies a base station for wireless connection when the power is turned on or before entering soft handover or in the intermittent receiving mode. The cell search performed by the mobile station when its power is turned on is known as an initial cell search.

[0003]

As shown in Figure 22, said cell search is performed using signals sent from each base station via a pilot channel (CPICH) that is common for each base station, a first synchronization channel (P-SCH), and a second synchronization channel (S-SCH). For the signals sent from each base station, the signals of said channels are superimposed on each other.

[0004]

Here, the common pilot channel is used by each base station to repeatedly transmit a chip array that reflects the scramble codes assigned to each base station in frame units. The first synchronization channel is used by each base station to repeatedly transmit a chip array (primary synchronization codes (PSC)) obtained by spreading a common symbol between the base stations using a prescribed spreading code that is common to the base stations in synchronization with a slot period. The secondary synchronization channel is used by each base station to sequentially transmit repeatedly in frame units a chip array (secondary synchronization codes (SSC)) composed of a prescribed Hadamard matrix (for example, a 256×256 Hadamard matrix) used for assigning a scramble code to each base station and a prescribed common series in synchronization with the slot period.

[0005]

The mobile station (referred to as "terminal" hereinafter) that receives the signals sent from base stations via said common pilot channel, primary synchronization channel, and secondary synchronization channel performs a cell search. A long time is required for initial synchronization and for searching for the base station that should be connected wirelessly in the initial cell search among said cell searches. The cell search method for decreasing the initial cell search time, shown in Figure 23 is disclosed in "Mori Imai: Analysis of cell search characteristics in a W-CDMA cellular system, Electronic Information Communications Society Journal, Vol. J83-B, No. 9, pp. 1245-1257, September 2000."

[0006]

In this cell search method, as shown in Figure 23, first, in step 201, the correlation between the received signal and the primary synchronization code prepared in the mobile station is detected. Then, based on said detection result, the slot synchronization timing (referred to as "slot timing" hereinafter) regarding the signal received from the base station that should be connected wirelessly is extracted (first step).

[0007]

Then, in step 202, the slot timing detected in step 201 is used to detect the correlation between each secondary synchronization code candidate and the received signal for each slot. Then, based on that detection result, the frame synchronization timing (referred to as "frame timing" hereinafter) regarding the signals received from a base station for wireless connection is extracted, and the scramble code group having the scramble codes used by said base station is identified (second step).

[0008]

Then, in step 203, the frame timing detected in step 202 is used to detect the correlation between the received signal and each scramble code candidate included in the scramble code group detected in step 202. Then, based on that detection result, the scramble codes used by the base station that should be connected wirelessly to the mobile station are identified (third step).

[0009]

Subsequently, in step 204, the frame timing detected in step 202 and the scramble codes identified in step 203 are used to receive the received signal component regarding the common pilot channel. Based on that processing result, frequency control is performed to match the reception frequency of the mobile station with the transmission frequency of the base station whose scramble codes have been identified.

[0010]

After said frequency control, data are transmitted and received between the mobile station and the base station.

[0011]

However, in the aforementioned first-third steps during the initial cell search, since frequency synchronization is not performed between the transmission frequency of a base station for wireless connection and the reception frequency of the mobile station, a small frequency deviation between these frequencies cannot be guaranteed. Therefore, if the frequency deviation is large in the initial cell search, the correlation detection accuracy in each of said three steps will deteriorate, and the misdetection rate is high in cell searching.

[0012]

Therefore, a method that partially correlates only the chips of a prescribed part within one symbol instead of totally correlating all of the chips in one symbol and that is limited to the

first-third steps in at least the initial cell search is disclosed in "Y. Wang and T. Ottosson: Cell Search in W-CDMA, IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol, 18, No. 8 August 2000."

[0013]

Problems to be solved by the invention

Compared with the conventional method that totally correlates, said method that partially correlates can lower the cell misdetection rate if the frequency deviation is significant.

[0014]

However, with only partial correlation, full advantage cannot be taken of the original process gain of the system on the assumption of total correlation. Therefore, the S/N ratio is usually low.

[0015]

Also, the frequency deviation during the initial cell search is usually different at each mobile station terminal. Even at the same mobile station terminal, the frequency deviation during the initial cell search may still vary depending on the environmental conditions and the like during use.

[0016]

Consequently, with only partial correlation, the misdetection rate during the initial cell search performed by the mobile station terminal is not necessarily lower compared with the case of total correlation. For example, if the frequency deviation is small enough, with only partial correlation, the misdetection rate during the initial cell search will increase compared with the case of total correlation.

[0017]

The first objective of the present invention is to solve the aforementioned problem by providing a cell search method and a cell search device that can lower the misdetection rate and search the base station for wireless connection.

[0018]

The second objective of the present invention is to provide a mobile body terminal device that can lower the misdetection rate and search the base station for wireless connection during communication carried out via a mobile body communication network.

[0019]

Means to solve the problems

The present invention provides a cell search method that searches for a base station to which a mobile station should be connected and includes the following steps: a frequency control step, in which the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which said mobile station should be connected and the reception frequency of said mobile station is detected, and said reception frequency is controlled based on the detected frequency deviation; and a correlation detection method switching step, in which the correlation detection method used for correlating said received signal with a prescribed code is switched from a first correlation detection method to a second correlation detection method when the absolute value of the detected frequency deviation becomes smaller than a prescribed value.

[0020]

According to this method, the first correlation detection method is used to start the cell search, and the frequency control step is started in a specific period during the cell search operation. In said frequency control step, the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which the mobile station should be linked wirelessly and the reception frequency of the mobile station is detected, and the reception frequency of the mobile station is controlled based on the detected frequency deviation to reduce the frequency deviation. In the frequency control step, the detection of said frequency deviation and control of the reception frequency are carried out repeatedly.

[0021]

During said repetition, in the correlation detection method switching step, when it is found that the frequency deviation is smaller than a prescribed value as a result of the frequency control performed in the frequency control step, the correlation detection method used to correlate the received signal and the prescribed code is switched from a first correlation detection method to a second correlation detection method that can provide a lower base station misdetection rate than the first correlation detection method when the frequency deviation becomes smaller than a prescribed value.

[0022]

When the frequency deviation is reduced and an appropriate correlation detection method suitable for the value of the frequency deviation is used as described above, an appropriate cell search can be carried out with a reduced misdetection rate.

[0023]

In the cell search method of the present invention, in said correlation detection method switching method, the absolute value of said detected frequency deviation is compared with said prescribed value, and said correlation detection method is switched when the absolute value of said detected frequency deviation becomes smaller than said prescribed value for the first time.

[0024]

Also, in the cell search method of the present invention, in said correlation detection method switching step, said correlation detection method is switched after a prescribed period of time has passed since the beginning of said frequency control step.

[0025]

In the cell search method of the present invention, said base station is searched by performing the following three steps at least once: a first step, wherein the slot synchronization timing is extracted based on the correlation between the signal received from said base station and a primary synchronization code that is common to plural base stations; a second step, wherein the slot synchronization timing extracted in the first step is used for extraction of the frame synchronization timing and identification of the scramble code group based on the correlation between said received signal and a secondary synchronization code composed of plural codes used for identifying the scramble code group included in said received signal, and a third step, wherein the scrambled codes included in said received signal are identified based on the correlation between said received signal and each of the scramble codes included in said scramble code group.

[0026]

In this case, said frequency control step can include the following steps: a phase error detection step, wherein after the end of said first step, the signal obtained after inversely spreading said received signal is sampled plural times in synchronization with the slot synchronization timing extracted in said first step, and the phase error between the plural sampling results is detected; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

[0027]

Also, said frequency control step can include the following steps: a correlation peak detection step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps to detect the peak of the correlation between said received signal and said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the signals obtained after inversely spreading the received signal is detected at plural correlation peak time points detected in said correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

[0028]

In addition, said frequency control step can include the following steps: an intra-symbol correlation peak detection step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps to detect the peak of correlation between said received signal and a partial code of less than one symbol of said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the signals obtained after inversely spreading, using said partial code, said received signal at plural correlation peak points in one slot detected in said intra-symbol correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

[0029]

Moreover, said frequency control step can include the following steps: an intra-symbol correlation peak estimating step that is carried out in parallel with at least one of said first-third steps and uses the slot synchronization timing extracted up to that time in the processing of the first step to estimate the correlation peak point between said received signal and the partial code of less than one symbol of said primary synchronization code; a phase error detection step, wherein the phase error between the signals obtained after inversely spreading, using said partial code, said received signal at plural correlation peak points in one slot estimated in said intra-symbol correlation peak detection step; a frequency deviation calculation step, wherein said frequency deviation is calculated based on the phase error detected in said phase error detection step; and a frequency adjustment step, wherein said reception frequency is adjusted based on the frequency deviation calculated in said frequency deviation calculation step.

[0030]

In the cell search method of the present invention, said first correlation detection method is a partial correlation detection method that calculates the correlation using a unit less than one symbol, and said second correlation detection method is a full phase detection method that calculates the correlation using one symbol as the unit.

[0031]

The present invention also provides a search device used for searching a base station to which a mobile station should be connected, characterized by having the following: a frequency deviation detection means that detects the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which the mobile station should be connected and the reception frequency of said receiving station; a reception frequency control means that controls said reception frequency based on the frequency deviation detected by said frequency deviation detection means; and a correlation detection method switching method that switches the correlation detection method used for correlating said receiving signal with a prescribed code from a first correlation detection method to a second correlation detection method when it is found that the frequency deviation detected by said frequency deviation detection means is smaller than a prescribed value.

[0032]

The frequency deviation detection means detects the frequency deviation between the transmission frequency of the base station to which the mobile station should be wirelessly linked and the reception frequency of the mobile station. Based on the detected frequency deviation, the reception frequency control means controls the reception frequency of the mobile station appropriately to reduce the frequency deviation. Then, when it is found that the frequency deviation is smaller than a prescribed value, the correlation detection method switching means switches the correlation detection method used in correlating the received signal and the prescribed code from a first correlation detection method to a second correlation detection method that can provide a lower base station misdetection rate than the first correlation detection method when the frequency deviation becomes smaller than a prescribed value. In other words, the cell search device uses the cell search method of the present invention for cell searching. Consequently, when the frequency deviation is reduced and the appropriate correlation detection method suitable for the value of the frequency deviation is used as described above, appropriate cell searching with a reduced misdetection rate can be executed.

[0033]

In the cell search device of the present invention, said first correlation detection method is a partial correlation detection method that calculates the correlation using a unit less than one symbol, and said second correlation detection method is a full phase detection method that calculates the correlation using one symbol as the unit.

[0034]

The present invention also provides a mobile communication terminal device equipped with a receiving means that receives signals transmitted from a base station and the cell search device of the present invention that performs cell search based on the signals received by said receiving means.

[0035]

Based on the signals sent from the base station and received by the receiving means, the cell search device of the present invention performs appropriate cell searching with a lowered misdetection rate. Consequently, during communications carried out via a mobile body communications network, the search for the base station that should establish a wireless link can be carried out appropriately while lowering the misdetection rate.

[0036]

Embodiment of the invention

The knowledge of the present inventors used in embodiments of the present invention to be described later will be explained first before explaining the embodiments of the present invention. Based on the knowledge obtained from research conducted by the present inventors, Figure 21 shows the relationship between the misdetection rate of a base station (cell) during cell search and the frequency deviation between the transmission frequency of the base station and the reception frequency of the self-station, that is, the mobile station, in the case of partial correlation in the first-third steps of said initial cell search and in the case of total correlation in all of said steps. In Figure 21, the case of total correlation is shown by the solid line, while the case of partial correlation is shown by the broken line.

[0037]

As can be seen from Figure 21, if the absolute value of the frequency deviation is smaller than Δf_T , the misdetection rate is lower in the case of total correlation. If the absolute value of the frequency deviation exceeds Δf_T , the misdetection rate is lower in the case of partial correlation. Of course, the value of Δf_T varies if the circuit configuration used for cell search is different in

company with variation in the model of the mobile station. It also varies depending on the type of partial correlation carried out.

[0038]

However, if the mobile station is of the same model and the type of partial correlation calculation is determined, value Δf_T is almost the same despite small variations in the use conditions. Although calculation of said value of Δf_T is not possible in the design stage, said value can be obtained by means of experimentation or the like at least in the trial production stage.

[0039]

Also, with switching of total correlation and partial correlation corresponding to the value of the frequency deviation, the overall misdetection rate will be lowered in a frequency deviation range wherein the occurrence of frequency deviation is predicted. From this point of view, the type of partial correlation to adopt can also be determined depending on experimentation or the like, at least in the trial production stage.

[0040]

The embodiments to be explained below take advantage of the aforementioned knowledge of the present inventors.

[0041]

First embodiment

The first embodiment of the present invention will be explained based on Figures 1-15.

[0042]

Figure 1 shows the schematic configuration of a portable phone terminal 10 as the mobile station in the first embodiment. As shown in Figure 1, said portable phone terminal 10 is equipped with antenna 12, duplexer (DUP) 14 connected to said antenna 12, received signal processing part 20 and transmitted signal processing part 40 connected to duplexer 14. Duplexer 14 separates the current related to the transmitted signal and flowing from transmitted signal processing part 40 to antenna 12 from the current related to the received signal and flowing from antenna 12 to received signal processing part 20 to prevent mixing of signals.

[0043]

Also, portable phone terminal 10 is equipped with voice modulator 55 connected to transmitted signal processing part 20 [sic; 40] and microphone 56 connected to said voice modulator 55. After voice input via microphone 56 is converted to digital code in voice modulator 55, it is supplied as transmitted voice data to transmitted signal processing part 40.

[0044]

Also, portable phone terminal 10 is equipped with voice demodulator 35 connected to received signal processing part 20 and speaker 36 connected to said voice demodulator 35. The voice data converted to digital code output from received signal processing part 20 are converted into analog voice signals in voice demodulator 35 and are reproduced into voice by speaker 36.

[0045]

Portable phone terminal 10 is also equipped with a control part 60 that controls the operation of the entire terminal. Said control part 60 is comprised of a CPU for control, read-only memory (ROM), and random access memory (RAM) and the like (not shown in the figure). An input device 61, such as a keyboard, and a display device 62, such as a liquid crystal display, are connected to control part 60. When the user of portable phone terminal 10 operates input device 61 to notify control part 60 of the input data, control part 60 will display the data content on display device 62 or supply them to transmitted signal processing part 40 corresponding to the type of notified data. For example, when input device 61 is operated to notify the telephone number data of the callee, control part 60 will display the input telephone number on display device 62 for confirmation by the operator. Subsequently, when a call request is notified via input device 61, control part 60 supplies the telephone number data of the callee to transmitted signal processing part 40 at an appropriate timing.

[0046]

Portable phone terminal 10 is also equipped with a basic clock generator 39 that generates a basic clock signal with reference to the transmission/receiving operation timing in transmitted signal processing part 40 and received signal processing part 20. Said basic clock generator 39 comprises a voltage control crystal oscillator (VCXO). The frequency of the basic clock is controlled by frequency control signal VCS output from received signal processing part 20.

[0047]

Said transmitted signal processing part 40 is equipped with spread modulator 41 that spreads the transmitted signal, analog/digital [sic; digital/analog] converters (D/A converters) 42I, 42Q that convert the digital signals of in-phase component (I component) and quadrature component (Q component) output from the spread modulator into analog signals, and low-pass filters (LPF) 43I, 43Q that eliminate high-frequency noise of the analog signals output from said D/A converters 42I, 42Q.

[0048]

Also, transmitted signal processing part 40 is equipped with a quadrature modulator (QPM) 44 that performs QPSK (quadrature phase shift keying) modulation to the I component signal and Q component signal output from LPF 43I, 43Q, variable amplifier 45 that can amplify the signal output from said QPM 44 to a prescribed level, band-pass filter (BPF) 46 that eliminates frequency components outside a prescribed frequency range included in the signal output from variable amplifier 45, and mixer 47.

[0049]

Transmitted signal processing part 40 is equipped with a transmission frequency synthesizer 52 that operates with the frequency of the basic clock signal supplied from basic clock generator 39 used as the transmission frequency. The output of said transmission frequency synthesizer 52 is supplied to quadrature modulator 44 and mixer 47. When QPSK modulation is performed in said quadrature modulator 44 in synchronization with a signal supplied from transmission frequency synthesizer 52, the modulation depends on the transmission frequency. Also, the signal sent from BPF 46 is mixed in the mixer with the signal supplied from transmission frequency synthesizer 52.

[0050]

Transmitted signal processing part 40 is equipped with band-pass filter (BPF) 48 that eliminates frequency components outside a prescribed frequency range included in the signal output from mixer 47, variable amplifier 49 that can amplify the signal output from said BPF 48 to a prescribed level, and power amplifier (PA) 50 that amplifies the signal output from said variable amplifier 49.

[0051]

When a transmitted voice signal obtained by modulating (for example, PCM modulation) the voice input from microphone 56 by voice modulator 55 or a transmitted data signal supplied

from control part 60 is received in transmitted signal processing part 40, it is spread sequentially by spread modulator 41 and is converted into a waveform signal output to the base station. The signal output from transmitted signal processing part 40 is transmitted as a radio signal to the base station via duplexer 14 and antenna 12.

[0052]

Said received signal processing part 20 is equipped with low-noise linear amplifier (LNA) 21 that receives via duplexer 14 and amplifies a signal received as a radio signal in antenna 12 and band-pass filter (BPF) 22 that eliminates noise frequency components outside a prescribed frequency range included in the signal output from said linear amplifier 21.

[0053]

Received signal processing part 20 is also equipped with mixer 23 that converts the signal output from BPF 22 into a signal with an intermediate frequency, band-pass filter (BPF) 25 that extracts a prescribed frequency component in the signal output from said mixer 23, variable amplifier 26 that amplifies the signal output from said BPF 25 to a prescribed signal level, and quadrature detector 27 that performs quadrature detection to the signal output from variable amplifier 26. Said quadrature detector 27 performs quadrature detection to a signal output from variable amplifier 26 to extract the in-phase component (I component) and quadrature component (Q component).

[0054]

Received signal processing part 20 is equipped with a reception frequency synthesizer 32 that operates with the frequency of the basic clock signal supplied from basic clock part 39 as the reception frequency. The output of said reception frequency synthesizer 32 is supplied to mixer 23 and quadrature detector 27. The signal sent from BPF 22 is mixed with the signal supplied from reception frequency synthesizer 32 in mixer 23. The signal output from BPF 22 is converted into a signal with an intermediate frequency. Also, detection is performed depending on the reception frequency by carrying out QPSK detection in quadrature detector 27 in synchronization with the signal supplied from reception frequency synthesizer 32.

[0055]

Received signal processing part 20 is also equipped with low-pass filters (LPF) 28I, 28Q that eliminate high-frequency noise included in the I component signal and Q component signal output from quadrature detector 27, analog/digital converters (A/D converters) 29I, 29Q that convert the I component signal and Q component signal output from LPF 28I, 28Q into I

component digital signal $S_{IN}I$ and Q component digital signal $S_{IN}Q$, and inverse spread demodulator 30 that inversely spreads I component digital signal $S_{IN}I$ and Q component digital signal $S_{IN}Q$ output from said A/D converters 29I, 29Q. Said inverse spread demodulator 30 is connected to voice demodulator 35 and is also connected to control part 60 via internal bus 65. Then, inverse spread demodulator 30 supplies the voice data signal encoded corresponding to the voice signal sent from the callee to voice demodulator 35 and supplies the communications control data with the base station to a control part if necessary.

[0056]

In the following explanation, the I component digital signal $S_{IN}I$ and Q component digital signal $S_{IN}Q$ output from A/D converters 29I, 29Q are referred to as "I component received signal $S_{IN}I$ " and "Q component received signal $S_{IN}Q$," respectively. Also, the I component digital signal $S_{IN}I$ and Q component digital signal $S_{IN}Q$ are generally referred to as "received signal S_{IN} ."

[0057]

As shown in Figure 2, said inverse spread demodulator 30 is equipped with cell search part 71, path search part 72, control channel receiving part 73, traffic channel receiving part 74, and frequency control part 75. Said received signal S_{IN} is input to cell search part 71, path search part 72, control channel receiving part 73, and traffic channel receiving part 74.

[0058]

In said cell search part 71, so-called initial synchronization extraction is performed by extracting the slot synchronization timing and frame synchronization timing for the base station to link wirelessly based on the received signal component via the primary synchronization channel (P-SCH), the secondary synchronization channel (S-SCH), and common pilot channel (CPICH) in the received signal S_{IN} . After the slot synchronization timing and the frame synchronization timing are extracted, the scramble codes used by the base station to link wirelessly are specified. Cell search part 71 also performs a peripheral search for soft handover in addition to the initial cell search that requires initial synchronization extraction. The configuration and function of said cell search part 71 will be described later.

[0059]

After the initial cell search by cell search part 71, when a so-called multi-path situation occurs for received signal S_{IN} , said path search part 72 identifies their phase differences based on the synchronization timing (frame synchronization timing or the like) for received signal S_{IN} . Here, a "multi-path situation" means that the same signal has time differences due to reflection or

for other reasons and arrives as plural signals at portable phone terminal 10 acting as a mobile station.

[0060]

The prescribed correlation peak corresponding to each path in said multi-path is detected in path search part 72 with the aforementioned function. In order to extract said correlation peak, path search part 72 is equipped with a correlator (not shown in the figure) comprised of plural sliding correlators or a matched filter (not showed in the figure).

[0061]

Said control channel receiving part 73 extracts the control signal sent from the base station from the received signal S_{IN} and demodulates it in order to perform various controls with respect to portable phone terminal 10. In order to extract said control signal, inverse spreading, synchronization detection, and RAKE synthesis are performed using scramble codes (scramble codes). Therefore, control channel receiving part 73 is equipped with a sliding correlator, synchronization detector, and RAKE synthesizer (none of them are shown in the figure). In control channel receiving part 73 with the aforementioned characteristic, the extracted and demodulated control signal is supplied to control part 60 via bus 65. Also, in control channel receiving part 73 of this embodiment, the deviation between the transmission frequency of the base station and the reception frequency in portable phone terminal 10 is detected based on the downlink data in the common pilot channel (CPICH) of the base station to link wirelessly, and the detection result is supplied to frequency control part 75.

[0062]

Said traffic channel receiving part 74 extracts and demodulates the signal of the traffic channel transmitted from the base station. In order to extract said control signal, inverse spreading, synchronization detection, and RAKE synthesis are performed using scramble codes (scramble codes). Therefore, said traffic channel receiving part 74 is equipped with a sliding correlator, synchronization detector, and RAKE synthesizer (none of them are shown in the figure). In traffic channel receiving part 74 with the aforementioned configuration, the extracted and demodulated signal is supplied to control part 60 or voice demodulator 35 via bus 65. Also, in traffic channel receiving part 74 in this embodiment, the deviation between the transmission frequency of the base station and the reception frequency in portable phone terminal 10 is detected based on the downlink data in the common pilot channel (CPICH) of the base station for wireless connection, and the detection result is supplied to frequency control part 75.

[0063]

Said frequency control part 75 outputs a frequency control instruction VCS to basic clock generator 39 based on the instruction sent from control part 60 via bus 65, the result of phase error corresponding to the frequency deviation detected by cell search part 71 or the result of frequency deviation detected by control channel receiving part 73 or traffic channel receiving part 74. More specifically, in the initial state when the power of portable phone terminal 10 is turned on, frequency control part 75 outputs to basic clock generator 39 frequency control instruction VCS corresponding to the initial value instructed from control part 60. Also, when the detection result of the phase error is notified from cell search part 71 during the initial cell search, frequency control part 75 outputs a frequency control instruction VCS for correcting said phase deviation to basic clock generator 39. Then, after the initial cell search has ended, when the detection result of the frequency deviation is notified from control channel receiving part 73 or traffic channel receiving part 74, frequency control part 75 outputs a frequency control instruction VCS for correcting said frequency deviation to basic block generator 39.

[0064]

As shown in Figure 3, said cell search part 71 is equipped with matched filter part (MF) 81 that calculates the correlation between I component received signal $S_{IN I}$ and Q component received signal $S_{IN Q}$ with the primary synchronization code (PSC), phase error detector 82 that detects the phase error between the slots of correlation values $S_{P C I}$, $S_{P C Q}$ for phase error detection output from said matched filter part 81, correlation power calculator 83 that calculates the correlation power based on the correlation values $S_{P S C I}$, $S_{P S C Q}$ for slot timing extraction output from matched filter part 81, and slot timing extraction part 84 (simply referred to as "extraction part 84" hereinafter) that extracts the slot timing based on the correlation power value $P_{P S C}$ output from said correlation power calculator 83. In this case, correlation operation control instruction MFC is supplied from control part 60 via bus 65 to matched filter 81. Also, phase error detection result PSE is supplied from phase error detector 82 to control part 60 via bus 65. In addition, slot timing STM is output from slot timing extraction part 84, and sampling reference timing PET is output in synchronization with said slot timing STM. Said sampling reference timing PET is supplied to phase error detector 82.

[0065]

As shown in Figure 4, matched filter part 81 is equipped with $(P + 1)$ matched filters 101_p (MF_p : $p = 0$ to P) connected in series, adder 103I that calculates the sum of the I components $PCRI_p$ output from each of matched filters 101_p , and adder 103Q that calculates the sum of Q components $PCRQ_p$ output from each of matched filters 101_p . Also, matched filter part 81 is

equipped with multiplexer 105 and multiplexer 107. In this case, multiplexer 105 selects one correlation value pair from the correlation value pair ($PCRI_p$, $PCRQ_p$) output from each matched filter 101_p and the correlation value pair ($TCRI$, $TCRQ$) output from adders 103I, 103Q corresponding to correlation selection signal MFC1 sent from control part 60 and outputs it as correlation value pair ($S_{PC}I$, $S_{PC}Q$) for phase error detection. Multiplexer 107 selects one correlation value pair from correlation value pair ($S_{PC}I$, $S_{PC}Q$) for phase error detection and the correlation value pair ($TCRI$, $TCRQ$) output from adders 103I, 103Q corresponding to correlation selection signal MFC2 sent from control part 60 and outputs it as correlation value pair ($S_{PSC}I$, $S_{PSC}Q$) for slot timing detection from matched filter part 81.

[0066]

As shown in Figure 5, individual matched filter 101_p ($p = 1$ to $(P - 1)$) is equipped with $(N_p + 1)$ delay elements $111I_0$ - $111I_{N_p}$ associated with the I component and connected in series as well as $(N_p + 1)$ delay elements $111Q_0$ - $111Q_{N_p}$ associated with the Q component and connected in series. Individual matched filter 101_p ($p = 1$ to $(P - 1)$) is also equipped with partial pattern generator 119_p that generates I component patterns $PSCI_{p,0}$ - $PSCI_{p,N_p}$ and Q component patterns $PSCQ_{p,0}$ - $PSCQ_{p,N_p}$ of the part of the primary synchronization pattern (PSC) corresponding to individual matched filter 101_p . In this case, each of delay elements $111I_{np}$ and $111I_{np}$ [sic; $111Q_{np}$] ($np = 0$ - N_p) generates a time difference (D) of one chip between the input and output.

[0067]

Individual matched filter 101_p is also equipped with complex integrating device $113_{p,np}$, adder $115I_p$, and adder $115Q_p$. Here, complex multiplier $113_{p,np}$ calculates the product of inputs $SII_{p,np}$ and $SIQ_{p,np}$ to delay elements $111I_{np}$ and $111Q_{np}$ as well as the patterns $PSCI_{p,np}$ and $PSCQ_{p,np}$ output from partial pattern generator 119 [sic; 119_p] and outputs the I component output $PCRI_p$ of individual matched filter 101_p . Also, adder $115I_p$ calculates the sum of the I components $CPI_{p,0}$ - CPI_{p,N_p} of the complex products output from complex multiplier $113_{p,np}$ and complex multipliers $113_{p,0}$ - $113_{p,N_p}$ and outputs the Q component output $PCRQ_p$ of individual matched filter 101_p .

[0068]

Compared with said individual matched filter 101_p ($p = 0$ to $(P - 1)$) shown in Figure 5, the only difference in individual matched filter 101_p is that it has no delay elements $111I_{N_p}$, $111Q_{N_p}$ in the final stage in Figure 5 (that is, delay elements $111I_{NP}$, $111Q_{NP}$).

[0069]

Also, the total number ND of the delay element sections in individual matched filter 101₀-101_p and the number of chips NC in one symbol satisfy the relationship expressed in equation (1) below.

$$\begin{aligned} NC &= ND + 1 \\ &= (N1 + 1) + \dots + NP + 1 \quad \dots (1) \end{aligned}$$

[0070]

As shown in Figure 6, said complex multiplier 113_{p,np} is equipped with multiplier 121 that calculates the product of signal value SII_{p,np} and pattern PSCI_{p,np}, multiplier 122 that calculates the product of signal value SII_{p,np} and pattern PSCQ_{p,np}, multiplier 123 that calculates the product of signal value SIQ_{p,np} and pattern PSCQ_{p,np}, and multiplier 124 that calculates the product of signal value SIQ_{p,np} and pattern PSCI_{p,np}. Also, complex multiplier 113_{p,np} is equipped with adder 126 that calculates the sum of the output PII_{p,np} of multiplier 121 and the output PQQ_{p,np} of multiplier 123, and adder 127 that calculates the sum of the output PIQ_{p,np} of multiplier 122 and the output PQI_{p,np} of multiplier 124.

[0071]

In complex multiplier 113_{p,np} with the aforementioned configuration, the output CPI_{p,np} of adder 126 and the output CPQ_{p,np} of adder 127 are expressed as follows by equations (2) and (3), respectively.

[0072]

$$CPI_{p,np} = SII_{p,np} \cdot PSCI_{p,np} + SIQ_{p,np} \cdot PSCQ_{p,np} \quad \dots (2)$$

$$CPQ_{p,np} = SII_{p,np} \cdot PSCQ_{p,np} - SIQ_{p,np} \cdot PSCI_{p,np} \quad \dots (3)$$

[0073]

In other words, the outputs CPI_{p,np}, CPQ_{p,np} from complex multiplier 113_{p,np} become the real part and imaginary part in the calculation result of equation (4) shown below, respectively. In this specification, the calculation of equation (4) is known as a complex product calculation.

[0074]

$$\begin{aligned} &(SII_{p,np} + j \cdot SIQ_{p,np}) \cdot (PSCI_{p,np} + j \cdot PSCQ_{p,np})^* \\ &= (SII_{p,np} + j \cdot SIQ_{p,np}) \cdot (PSCI_{p,np} - j \cdot PSCQ_{p,np}) \quad \dots (4) \end{aligned}$$

Here, j is the imaginary number unit and X* shows complex conjugation of X.

[0075]

Since complex multiplier 113_{p,np} has the aforementioned configuration, in individual matched filter 101_p shown in Figure 5, the complex products of complex value groups $((SII_{p,0} + j \cdot SIQ_{p,0}), \dots, (SII_{p,Np} + j \cdot SIQ_{p,Np}))$ and complex patterns $((PSCI_{p,0} + j \cdot PSCQ_{p,0}), \dots, (PSCI_{p,Np} + j \cdot PSCQ_{p,Np}))$ are calculated. The results are output as I component PCRI_p and Q component PCRQ_p. Then, individual matched filter 101_p calculates the complex correlation (simply referred to as "partial correlation" hereinafter) of the partial pattern of the primary synchronization pattern PSC generated in each matched filter and received signal S_{IN} in the timing order.

[0076]

Figure 7 shows an example of variation in the calculated partial correlation calculation result (PCRI_p, PCRQ_p) over time. In Figure 7, an example of "Np = NC/4" is shown as an example of partial correlation (PCRI_p, PCRQ_p). In this example, as shown in Figure 7, the time variation waveform of the absolute value (amplitude value) of the complex value $(PCRI_p + j \cdot PCRQ_p)$ (j: imaginary number unit) composed of the I component and Q component of the partial correlation calculation result (PCRI_p, PCRQ_p) is present at the time point when time T_{SM1} (= T_{SM}/4) of 1/4 of the time T_{SM} of one symbol has passed, at the time point when time (2T_{SM1}) has passed, at the time point when time (3T_{SM1}) has passed, and at the time point when time (4T_{SM1}) has passed (that is, the ending time point of 1 symbol signal in the primary synchronization channel (P-SCH)) after reception of one symbol signal in the primary synchronization channel (P-SCH) is started. Then, the occurrence of said four peak waveforms repeats in a period of 1 slot time T_{SL}. In the case of "Np = NC/M," for the variation over time within 1 symbol of the absolute value (amplitude value) of the complex value $(PCRI_p + j \cdot PCRQ_p)$ composed of the components of the partial correlation calculation result (PCRI_p, PCRQ_p), said time T_{SM1} becomes time T_{SM}/M, and there are M peaks in that interval.

[0077]

The variation over time of the absolute value (amplitude value) of complex value $(TCRI + j \cdot TCRQ)$ composed of the components of total correlation calculation result (TCRI, TCRQ) is also shown in Figure 7. As shown in Figure 7, the waveform of the variation over time of the absolute value (amplitude value) of complex value $(TCRI + j \cdot TCRQ)$ composed of the components of total correlation calculation result (TCRI, TCRQ) has a peak only at the ending time point of 1 symbol signal in the primary synchronization channel (P-SCH). Then, the occurrence of one peak is repeated at a period of 1 slot time T_{SL}.

[0078]

Back to Figure 4, the calculation results of adders 101I, 103Q in matched filter part 81 become such that the complex calculation between the entire primary synchronization pattern PSC and the received signal S_{IN} (simply referred to as "total correlation" hereinafter) is calculated sequentially over time. Then, matched filter part 71 selects one correlation calculation result from plural partial correlation calculation results $((PCR_{I0}, PCR_{Q0}), \dots, (PCR_{Ip}, PCR_{Qp}))$ and total correlation calculation result $(TCRI, TCRQ)$ corresponding to the instruction signal MFC (= MFC1 + MFC2) sent from control part 60, supplies it as correlation value pair $(S_{PC I}, S_{PC Q})$ for phase error detection to phase error detector 82, and supplies either total correlation calculation result $(TCRI, TCRQ)$ or the correlation value pair $(S_{PC I}, S_{PC Q})$ for phase error detection as the signal pair $(S_{PSC I}, S_{PSC Q})$ for slot timing detection to correlation power calculator 83.

[0079]

As shown in Figure 8, said phase error detector 82 is equipped with sampling timing generator 136, sample holder (S/H) 131, and sample holder (S/H) 132. Here, sampling timing generator 136 generates sampling timing PET' based on sampling reference timing PET supplied from extraction part 84. Also, sample holder 131 samples and holds the signal $S_{PC I}$ output from matched filter part 81 in synchronization with sampling timing PET'. Also, sample holder 132 samples and holds the output signal of sample holder 131 in synchronization with sampling timing PET'.

[0080]

Phase error detector 82 is also equipped with sample holder (S/H) 133 and sample holder (S/H) 134. Here, sample holder 133 samples and holds signal $S_{PC Q}$ output from matched filter part 81 in synchronization with sampling timing PET'. Also, sample holder 134 samples and holds the signal output from sample holder 133 in synchronization with sampling timing PET'.

[0081]

Phase error detector 82 is further equipped with a phase error calculator 135 that detects the phase error between the slots of the signal pair $(S_{PC I}, S_{PC Q})$ for phase error detection based on the signals output from sample holders 131-134.

[0082]

In this embodiment, as to be described later, partial correlation for calculating the frequency deviation is used to sample the value of partial correlation almost at the peak position of the partial correlation. Therefore, sampling timing generator 186 specifies the peak timing of partial correlation and generates sampling timing PET' from the symbol period, sampling timing PET, and the length of the codes of partial correlation.

[0083]

As shown in Figure 9, said extraction part 84 is equipped with cumulative adder 141 that cumulatively adds correlation power value P_{PSC} output from correlation power calculator 43 and judgment part 142 that generates slot timing STM and sampling timing PET synchronized with said slot timing STM based on the output of cumulative adder 141. Here, cumulative adder 141 is equipped with adder 146 that receives correlation power value P_{PSC} at one of the input terminals and memory 147 that stores the output of adder 146 and outputs the stored result to the other input terminal of adder 146 and judgment part 142. In memory 147, storage timing MTM and reset instruction RMC for the stored content are supplied from judgment part 142.

[0084]

In extraction part 84 with the aforementioned configuration, the value of correlation power value P_{PSC} reflecting the correlation value of received signal S_{IN} and the primary synchronization pattern at any time is cumulatively added corresponding to the storage timing MTM generated by judgment part 142 and is stored in memory 141. Also, the content stored in memory 141 is reset corresponding to the reset instruction RMC generated by judgment part 142. Based on the variation state of the cumulatively added value of the correlation power value P_{PSC} corresponding to storage timing MTM and reset instruction RMC, judgment part 142 generates and outputs slot timing STM and sampling timing PET. A latch register element that can be reset can be used as memory 141.

[0085]

Back to Figure 3, cell search part 71 is equipped with correlation calculation part (SCP) 85, memory (MEM) 86 that stores the correlation result calculated by said correlation calculation part 85, and extraction identification part 87. Correlation calculation part (SCP) 85 calculates the correlation between I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$, as well as the I components of Z candidate codes associated with the secondary synchronization code (SSC) received from the base station (referred to as "I component candidate group" hereinafter) $SC[1]I, \dots, SC[Z]I$ and Q components (referred to as "Q

component candidate group" hereinafter) $SC[1]Q, \dots, SC[Z]Q$ in synchronization with the slot timing STM supplied from said extraction part 84. Slot timing STM output from said extraction part 84 is supplied to correlation calculation part 85, and correlation calculation control instruction SCC1 is supplied from control part 60 via bus 65. Also, extraction identification part 87 extracts the frame timing and identifies scramble code group SCMG based on the correlation calculation result stored in memory 86. The extracted frame timing FTM and identified scramble code group SCMG are output from extraction identification part 87.

[0086]

As shown in Figure 10, correlation calculation part 85 is equipped with Z sliding correlators (SC) 150_1-150_z . The I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ are input into each of said sliding correlators 150_1-150_z . Sliding correlator 150_z ($z = 1-Z$) calculates the complex correlation of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ with I component candidate group $SG[z]I$ and Q component candidate group $SG[z]Q$ and outputs the I component $A[z]I$ and Q component $A[z]Q$ of the calculation result.

[0087]

As shown in Figure 11, sliding correlator 150_z is equipped with multiplier 151 that calculates the product of I component received signal $S_{IN}I$ and I component candidate group $SG[z]I$, multiplier 152 that calculates the product of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component candidate group $SG[z]Q$ [sic; $SG[z]Q$], multiplier 153 that calculates the product of Q component received signal $S_{IN}Q$ and Q component candidate group $SG[z]Q$, and multiplier 154 that calculates the product of Q component received signal $S_{IN}Q$ and I component candidate group $SG[z]I$. Also, sliding correlator 150_z is equipped with adder 155 that calculates the sum of the outputs of multipliers 151 and 153, adder 156 that calculates the sum of the outputs of multipliers 152 and 154, integration/dumping part 157 that cumulatively adds the output of adder 155 periodically, and integration/dumping part 158 that cumulatively adds the output of adder 156 periodically. In addition, sliding correlator 150_z is equipped with a code generator 159_z that outputs I component candidate group $SG[z]I$ and Q component candidate group $SG[z]Q$ and outputs addition timing signal SAT and reset instruction SRC for the cumulative addition result to integration/dumping parts 157, 158 based on slot timing signal STM corresponding to a correlation calculation control instruction SCC1 sent from control part 60. Here, integration/dumping parts 157, 158 are constituted in the same way as said cumulative addition part 141.

[0088]

In sliding correlator 150_z with the aforementioned configuration, the complex product of the received signals ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and the chip part (also including the case of all chips) of the candidate groups ($SG[z]I$, $SG[z]Q$) specified by correlation calculation control instruction SCC1 is calculated sequentially by integrators 151-154 and adders 155, 156 in the same way as the case of said complex multiplier 113_p. The I component and Q component of the complex product calculated this way are cumulatively added in integration/dumping part 157 and integration/dumping part 158, respectively.

[0089]

When code generator 159_z provides a cumulative addition instruction depending on addition timing SAT for the complex product for all of the chips in one symbol, the outputs $A[z]I$, $A[z]Q$ of integration/dumping parts 157, 158 are the total correlation calculation results of received signals ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate groups ($SG[z]I$, $SG[z]Q$). On the other hand, when code generator 159_z provides a cumulative addition instruction depending on addition timing SAT for the complex product of some of the chips in one symbol, the outputs $A[z]I$, $A[z]Q$ of integration/dumping parts 157, 158 are the partial correlation calculation results of received signals ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate groups ($SG[z]I$, $SG[z]Q$).

[0090]

As described above, each sliding correlator 150_z outputs the correlation calculation result of received signals ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate groups ($SG[z]I$, $SG[z]Q$) as output signals $A[z]I$, $A[z]Q$. As a result, as shown in Figure 10, the correlation calculation results [$A[1]I$, $A[1]Q$]-($A[Z]I$, $A[Z]Q$) of received signals ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate groups ($SG[1]I$, $SG[1]Q$)-($SG[Z]I$, $SG[Z]Q$) are output from the correlation calculator 85.

[0091]

Back to Figure 3, the correlation calculation results ($A[1]I$, $A[1]Q$)-($A[Z]I$, $A[Z]Q$) output from correlation calculator 85 are supplied to memory 86 and stored in memory 86. Extraction identification part 87 reads out the correlation calculation results ($A[1]I$, $A[1]Q$)-($A[Z]I$, $A[Z]Q$) from memory 86. Then, extraction identification part 87 extracts the frame timing and characterizes the scramble code group based on said correlation calculation results ($A[1]I$, $A[1]Q$)-($A[z]I$, $A[z]Q$). Then, extraction identification part 87 outputs the extracted frame timing FTM and outputs the identified scramble code group SCMG.

[0092]

Also, cell search part 71 is equipped with correlation calculation part (SCP) 88 that uses frame timing FTM supplied from said extraction identification part 87 to calculate the correlation of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ with the I components of R candidate codes (referred to as "I component candidate codes" hereinafter) $SC[1]I, \dots, SC[R]I$ and the Q components (referred to as "Q component candidate codes" hereinafter) $SC[1]Q, \dots, SC[R]Q$ with respect to the scramble codes adopted by the base station, correlation power calculators 89_1-89_R that calculate the correlation powers based on the correlation calculation results $(B[1]I, B[1]Q)-(B[R]I, B[R]Q)$ obtained by said correlation calculation part 88, and scramble code identification part 90 (simply referred to as "identification part 90" hereinafter) that identifies the scramble codes SCM of the base station based on the calculation results $S_{th}[1]-S_{th}[R]$ obtained by said correlation power calculators 89_1-89_R . Here, the frame timing TFM output from extraction identification part 87 is supplied to correlation calculation part 88, and correlation calculation control signal SCC2 is also supplied to it from control part 60 via bus 65. Also, the identified scramble codes SCM are output from identification part 90.

[0093]

As shown in Figure 12, correlation calculation part 88 is equipped with R sliding correlators (SC) 160_1-160_R . I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ are input into each of said sliding correlators 160_1-160_R . Sliding correlator 160_r [sic; 160_r] ($r = 1-R$) calculates the complex correlation of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ with I component candidate code $SC[r]I$ and Q component candidate code $SC[r]Q$ and outputs the I component $B[r]I$ and Q component $B[r]Q$ of the calculation result.

[0094]

As shown in Figure 13, sliding correlator 160_r is constituted almost in the same way as said sliding correlator 150_z . However, since the codes used for calculating the correlation with I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ are different, code generator 169_r is different from code generator 159_z in sliding correlator 150_z . In other words, sliding correlator 160_r is equipped with multiplier 161 that calculates the product of I component received signal $S_{IN}I$ and I component candidate code $SC[r]I$, multiplier 162 that calculates the product of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component [candidate code $SC[r]Q$], multiplier 163 that calculates the product of Q component received signal $S_{IN}Q$ and Q component candidate code $SC[r]Q$, and multiplier 164 that calculates the product of Q

component received signal S_{INQ} and I component candidate code $SC[r]I$. Sliding correlator 160_r is also equipped with adder 165 that calculates the sum of the output of multiplier 161 and the output of multiplier 163, adder 166 that calculates the sum of the output of multiplier 162 and the output of multiplier 164, integration/dumping part 167 that cumulatively adds the output of adder 165 periodically, and integration/dumping part 168 that cumulatively adds the output of adder 166 periodically. In addition, sliding correlator 161_z [SIC; 160_r] is equipped with a code generator 169_r that outputs I component candidate code $SC[r]I$ and Q component candidate code $SC[r]Q$ and outputs the addition timing TAT and the reset instruction TRC for the cumulative addition result to integration/dumping parts 167, 168 based on frame timing FTM corresponding to the correlation calculation control instruction SCC2 sent from control part 60.

[0095]

In sliding correlator 160_r with the aforementioned configuration, the complex product of received signals (S_{INI} , S_{INQ}) and candidate codes ($SC[r]I$, $SC[r]Q$) is calculated by multipliers 161-164 and adders 165, 166 in the same way as in the case of said sliding correlators 150_z . The I component and Q component of the complex product calculated this way are cumulatively added in integration/dumping part 167 and integration/dumping part 168, respectively.

[0096]

If code generator 169_r uses addition timing signal TAT to instruct cumulative addition for the complex product for all chips, the output signals $B[r]I$, $B[r]Q$ of integration/dumping parts 167, 168 become the total correlation calculation results of received signals (S_{INI} , S_{INQ}) and candidate codes ($SC[r]I$, $SC[r]Q$). On the other hand, if code generator 169_r uses addition timing signal TAT to instruct cumulative addition for the complex product of some chips, the output signals $B[r]I$, $B[r]Q$ of integration/dumping parts 167, 168 become partial correlation calculation results of received signals (S_{INI} , S_{INQ}) and candidate codes ($SC[r]I$, $SC[r]Q$).

[0097]

As shown in Figure 14, identification part 90 is equipped with cumulative adders 171_1 - 171_R that cumulatively add the correlation power calculation results $S_{th}[1]$ - $S_{th}[R]$ output from correlation power calculators 89_1 - 89_R , respectively, and identification part 172 that identifies the scramble codes SCM used by the base station to link wirelessly based on the outputs from said cumulative adders 171_1 - 171_R . Here, each of cumulative adders 171_1 - 171_R is constituted in the same way as said cumulative adder 141. In other words, each of cumulative adders 171_1 - 171_R is equipped with adder 176 that receives the correlation power calculation

result $S_{th}[r]$ at one input terminal and memory (MEM) 177 that stores the output of adder 176 and outputs the stored result to the other input terminal of adder 176 and judgment part 172. The storage timing MT and reset instruction RM for the storage content are supplied from judgment part 172 to memory 177.

[0098]

In identification part 90 with the aforementioned configuration, correlation powers $S_{th}[1]-S_{th}[R]$ reflecting the correlation values of received signals S_{IN} and candidate codes ($SC[1]I$, $SC[1]Q$)- $SC[R]I$, $SC[R]Q$) at each time point are cumulatively added and stored in memories 177_1-177_R corresponding to the storage timing MT generated by judgment part 172. Also, the content stored in memory 177 is reset corresponding to the reset instruction RM generated by judgment part 172. Judgment part 172 identifies and outputs scramble codes SCM based on the cumulative addition result of correlation powers $S_{th}[1]-S_{th}[R]$ corresponding to said storage timing MT and reset instruction RM. A latch register element that can be reset can be used as said memories 177_1-177_R like said memory 141.

[0099]

Cell search part 71 with the aforementioned configuration performs cell search as follows based on control by control part 60.

[0100]

The prerequisite is that, at portable phone terminal 10 in this embodiment, among the partial correlation calculations that can be selected by the output selection in multiplexer 105 and multiplexer 107 (see Figure 4), an optical partial correlation calculation within the frequency deviation range, wherein the occurrence of frequency deviation is predicted, is known to control part 60. In the following, the optimal partial correlation calculation is described as a "specific partial correlation calculation," and the calculation result obtained from said optimal partial correlation calculation is described as "specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$)."

With said specific partial correlation calculation, value Δf_T in said Figure 21 is also known to control part 60.

[0101]

When the power is turned on, after the internal circuit is initialized, portable phone terminal 10 starts the initial cell search. During said initial cell search, as shown in Figure 15, first, in step 201, slot timing STM for transmission of the base station that portable phone terminal 10 should connect to wirelessly is extracted from the received signals that are received

by antenna 12 and are converted into the form of I component received signal $S_{IN}I$ and Q component received signal $S_{IN}Q$ by passing through various elements from linear amplifier 21 to A/D converters 29I, 29Q in received signal processing part 20 after going through duplexer 14 (first step).

[0102]

In the first step, first, control part 60 notifies multiplexer 107 in the matched filter part 81 of said cell search part 71 (see Figure 4) to select and output specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$) depending on correlation selection instruction MFC2. Upon receiving said notification, matched filter part 81 selects the output of multiplexer 107 as the output of specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$). Also, control part 60 notifies to select and output the specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$) depending on correlation selection instruction MFC1 to multiplexer 106 (see Figure 4). Upon receiving said notification, matched filter part 81 sets the selection of the output of multiplexer 106 in the output of specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$).

[0103]

Control part 60 notifies matched filter part 81 to perform the specific partial correlation calculation with the aid of said correlation selection instruction MFC2. At almost the same time, the control part also notifies correlation calculation part 85 and correlation calculation part 88 to carry out the specific partial correlation calculation based on correlation calculation control instruction SCC1 and correlation calculation control instruction SCC2.

[0104]

When received signals S_{IN} ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) are input into cell search part 71 in that state, matched filter part 81 outputs specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$) as correlation values (S_{PSGI} , S_{PSGQ}) for slot timing detection to correlation power calculation part 83. Also, matched filter part 81 outputs specific partial correlation ($PCRI_{p0}$, $PCRQ_{p0}$) as correlation values (S_{PCI} , S_{PCQ}) for phase error detection to phase error detection part 82.

[0105]

Correlation power calculation part 83 calculates the powers of correlation values (S_{PSCI} , S_{PSCQ}) for slot timing detection and outputs the calculation result P_{PSC} to extraction part 84. Upon receiving said correlation power P_{PSC} , in extraction part 84, cumulative addition part 141 cumulatively adds correlation power P_{PSC} . Based on that result, judgment part 142 performs a threshold value processing. The extraction part extracts the slot timing STM of the primary

synchronization channel (P-SCH) transmitted from the base station for wireless connection and outputs it to correlation detector 85. Also, extraction part 84 outputs sampling reference timing PET synchronized with slot timing STM to phase error detector 82. In this way, the first step of the initial cell search is completed.

[0106]

After the first step has been completed, extraction of frame timing FTM and identification of scramble code group SCMG (second step) in step 202 are started, and control of the reception frequency and switching of the correlation operation method by steps 211-217 are stated.

[0107]

During said control of the reception frequency and switching of the correlation operation method, first, in step 211, the initial cell search is stopped until the third step to determine whether the scramble codes adopted by the base station for wireless connection have been determined. At that time point, since the second step of the initial cell search has started, the answer is no, and the process goes to step 212.

[0108]

In step 212, sampling timing generator 136 estimates plural peak generation time points for the correlation power of the received correlation value pair ($S_{PC I}$, $S_{PC Q}$) for phase error detection based on the received sampling reference timing PET. Subsequently, in step 242, sampling timing generator 136 generates new sampling timing PET' indicating sampling at the estimated correlation peak points and supplies it as the sampling timing for phase error detection to sample holders 131-134. As a result, plural sampling timings PET's are generated in the period of one symbol.

[0109]

Then, in step 213, first, the frequency deviation is detected based on the correlation value pair ($S_{PC I}$, $S_{PC Q}$) sampled according to sampling timing PET'.

[0110]

In said step 213, the correlation values for phase error detection at that time point based on sampling timing PET' are sampled by sample holders 131, 132 and are output from sample holders 131, 132, and the correlation values for phase error detection sampled by sample holders 131, 132 according to the previous sampling timing PET are sampled by sample

holder 133, 134. In other words, the correlation values for phase error detection at two time points separated by peak time interval T_{SM1} within one symbol are obtained at the same time by performing sampling with sample holders 131-134 according to sampling timing PET'.

[0111]

Phase error calculator 135 detects the phase error between the correlation values for phase error detection at two time points separated by the peak interval based on the aforementioned correlation values for phase error detection at two time points separated by said peak interval.

[0112]

In the following, the theory of said phase error detection will be explained.

[0113]

Complex expression $CF(t)$ of correlation values ($S_{PC}I$, $S_{PC}Q$) for phase error detection at time t can be expressed by equations (5) and (6) below if the deviation between the transmission frequency (carrier frequency) of the base station for wireless connection and the reception frequency of portable phone terminal 10 is Δf .

[0114]

$$CF(t) = S_{PC}I(t) + j \cdot S_{PC}Q(t) = C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t] \quad \dots (5)$$

$$C = ((S_{PC}I(t))^2 + (S_{PC}Q(t))^2)^{1/2} \quad \dots (6)$$

[0115]

When sampling is performed by sample holders 131-134 at time t , the I component and Q component of each of correlation values $CF(t)$ and $CF(t - T_{SM1})$ are input into phase error calculator 135. The product of correlation value $CF(t)$ and correlation value $CF(t - T_{SM1})$ can be calculated as shown by equation (7) below.

[0116]

$$\begin{aligned} CF(t) \cdot CF(t - T_s) &= C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t] \cdot C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (t - T_{SM1})] \\ &= C^2 \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot T_{SM1}] \\ &= C^2 \cdot (\cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot T_{SM1}) + j \cdot \sin(2\pi \cdot \Delta f \cdot T_{SM1})) \quad \dots (7) \end{aligned}$$

[0117]

Consequently, phase error calculator 135 calculates the product of correlation value $CF(t)$ and correlation value $CF(t - T_{SM1})$. For example, after the imaginary part IMP

($= C^2 \cdot \sin(2\pi \cdot \Delta f \cdot T_{SM1})$) of the calculation result is derived, by carrying out the calculation of equation (8) below, it is possible to derive phase error PSE ($= 2\pi \cdot \Delta f \cdot T_{SM1}$) between the correlation values for phase error detection at time points separated by the slot interval.

[0118]

$$PSE = \sin^{-1} (IMP / C^2) \quad \dots (8)$$

[0119]

The phase error PSE derived in this way, is notified to frequency control part 75 and control part 60. Frequency control part 75 and control part 60 use the notified phase error PSE to calculate frequency deviation Δf according to equation (9).

[0120]

$$\Delta f = PSE / (2\pi \cdot T_{SM1}) \quad \dots (9)$$

[0121]

Subsequently, in step 214, frequency control part 75 changes the reception frequency to reduce frequency deviation Δf calculated by equation (9). The amount of variation in said reception frequency may be said frequency deviation Δf or, for example, $1/2$ of frequency deviation Δf in order to avoid oscillation in frequency control.

[0122]

Then, in step 215, control part 60 checks whether the calculated frequency deviation Δf is equal to or less than said known frequency threshold value Δf_T . If the answer in said step 215 is no, the process goes to step 211. On the other hand, if the answer in said step 215 is yes, the process goes to step 216.

[0123]

In step 216, control part 60 determines whether the correlation method has been switched. If the answer of step 216 is no, the processing goes to step 211. If the answer of step 216 is yes, the processing goes to step 217.

[0124]

In step 217, control part 60 notifies matched filter part 81, correlation calculation part 85, and correlation calculation part 88 of the fact that the correlation calculation method to use later

should be switched from the specific partial correlation calculation method to the total correlation calculation method by using matched filter instruction MFC2, correlation calculation control instruction SCC1, and correlation calculation control instruction SCC2. In this case, the correlation calculation method selected with respect to matched filter part 81 is notified so that the correlation calculation method is selected by detecting the phase error immediately after the first step of the first round and, if cell search is unsuccessful after carrying out the first-third steps of the first round, the correlation calculation method selected immediately after the end of the first step of the first round can be used during all of the steps when carrying out the first-third steps of the second round and thereafter. If the correlation calculation method is switched as described above, the process goes to step 201.

[0125]

The correlation calculation method used in step 217 influences the processing of the first-third steps of the initial cell search. Said influence is illustrated by the dashed line arrow in Figure 15.

[0126]

When the process goes from step 215, step 216, or step 217 to step 211, the processing of steps 211-217 is repeated in the same way as described above until the answer in said step 211 becomes yes. In this way, the frequency is controlled, and the correlation calculation method is switched if necessary. If the answer of step 211 is yes, control of the reception frequency and switching of the correlation calculation method are ended, and the process goes to step 204.

[0127]

Steps 202 and 203 are carried out sequentially in parallel with control of reception frequency and switching of the correlation calculation method performed in said steps 211-217.

[0128]

In step 202, frame timing FTM is extracted and scramble code group SCMG is identified by using the specific partial correlation calculation method at the beginning and the total correlation calculation method after said step 217 has been carried out (second step). To extract frame timing FTM and identify scramble code group SCMG, first correlation calculation part 85 calculates the calculation values ($A[z]I$, $A[z]Q$) of received signals S_{IN} ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate groups ($SG[z]I$, $SG[z]Q$) specified by correlation calculation control instruction SCC1 based on slot timing STM supplied from extraction part 84. The calculated correlation values ($A[z]I$, $A[z]Q$) are stored in memory 86.

[0129]

Subsequently, extraction identification part 87 reads out correlation values ($A[1]I$, $A[1]Q$)-($A[Z]I$, $A[Z]Q$) from memory 86 and extracts frame timing FTM and identifies scramble code group SCMG based on the read results. Then, extraction identification part 87 outputs the extracted frame timing FTM and identified scramble code group SCMG to correlation calculation part 88. Then, the second step is completed.

[0130]

Then, in step 203, the selected correlation calculation method is used to identify the scramble codes SCM used by the base station for wireless connection (third step). To identify scramble codes SCM, first, correlation calculation part 88 calculates the correlation values ($B[r]I$, $B[r]Q$) of received signals S_{IN} ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$) and candidate codes ($SC[r]I$, $SC[r]Q$) ($r = 1-R$) designated by correlation calculation control instruction SCC2 based on frame timing FTM and scramble code group SCMG supplied from extraction identification part 87 and outputs them to correlation power calculator 89.

[0131]

Correlation power calculator 89_r calculates the power of the correlation values ($B[r]I$, $B[r]Q$) and outputs the result $S_{th}[r]$ to identification part 90. In identification part 90 that receives said correlation power $S_{th}[r]$, cumulative adder 171 cumulatively adds each of correlation powers $S_{th}[1]$ - $S_{th}[R]$. Based on that result, judgment part 172 identifies scramble codes SMC used by the base station for wireless connection and outputs them to control part 60, path search part 72, control channel receiving part 73, and traffic channel receiving part 74. In this way, the third step of the initial cell search is completed. When the third step has been completed, control of the reception frequency and switching of the correlation calculation method carried out in steps 211-217 as described above end almost simultaneously.

[0132]

Then, in step 204, traffic channel receiving part 74 uses the scramble codes SMC supplied from the identification part 90 of cell search part 71 to inversely spread the common pilot channel (CPICH) components included in received signals S_{IN} ($S_{IN}I$, $S_{IN}Q$). Based on the result of this processing, the frequency deviation between the transmission frequency of the base station for wireless connection and the reception frequency of portable phone terminal 10 is detected accurately and output to frequency control part 75. Subsequently, frequency control part 75 outputs frequency control instruction VCS used for correcting said frequency deviation

based on the received frequency deviation to basic clock generator 39. Basic clock generator 39 corrects the frequency of the basic clock according to the received frequency control instruction VCS. As a result, the transmission frequency of the base station for wireless connection matches accurately with the reception frequency of portable phone terminal 10.

[0133]

After the frequency deviation is reduced as described above, data transmission/reception between the base station for wireless connection and portable phone terminal 10 is started.

[0134]

As explained above, in this embodiment, the specific partial correlation calculation method is used to start the initial cell search. Then, after the processing in the first step of the initial cell search has ended, the frequency deviation between the transmission frequency of the base station for wireless connection and the reception frequency of portable phone terminal 10 is detected at a certain accuracy. Based on the detected frequency deviation, the reception frequency is controlled in order to reduce said frequency deviation, and at the time that the detected frequency deviation drops below a prescribed threshold value Δf_T , the correlation calculation method used for the cell search is switched from the specific partial correlation calculation method to the total correlation calculation method. Consequently, according to this embodiment, the misdetection rate can be lowered, and the base station for wireless connection can be found.

[0135]

In this embodiment, the phase error is detected based on a specific partial correlation. However, it is also possible to detect phase error based on total correlation. In this case, the sampling timing generator 136 shown in Figure 8 is omitted. Sampling is performed by sample holders 131-134 according to the sampling reference timing, and in the calculation, peak time interval T_{SM1} in said equations (7)-(9) is replaced by slot time interval T_{SL} .

[0136]

Also, in this embodiment, the frequency deviation is derived from the phase error between adjacent peak points of the specific partial correlation within a period of one symbol. However, the frequency deviation can also be derived from the phase error at any peak point during the period of one symbol. Also, the frequency deviation can be derived from the phase error between the peak points of a specific partial correlation extended between slots.

[0137]

In this embodiment, the absolute value of the detected frequency deviation is directly compared with threshold value Δf_T to determine whether the frequency deviation is smaller than threshold value Δf_T . On the other hand, with frequency control as described in this embodiment, if the variation in the frequency deviation over time is known, it is possible to estimate whether the frequency deviation has dropped below threshold value Δf_T by monitoring the time that has passed from the beginning of the frequency control. It is also possible to take advantage of this fact to determine whether the frequency deviation is smaller than threshold value Δf_T .

[0138]

With frequency control as described in this embodiment, the variation in the frequency deviation over time is usually as shown in Figure 16. That is, the time required for frequency deviation Δf to become smaller than threshold value Δf_T varies depending on the value of the initial frequency deviation. However, as the initial frequency deviation decreases as $\Delta f_1 \rightarrow \Delta f_2 \rightarrow \Delta f_3$, the time for frequency deviation Δf to become smaller than threshold value Δf_T is decreased. In this case, if the maximum value of the initial frequency deviation is Δf_1 , after the time T_T required for the frequency deviation Δf to become smaller than threshold value Δf_T when the initial frequency deviation is Δf_1 has passed, it is possible to determine that frequency deviation Δf has become smaller than threshold value Δf_T regardless of the value of the initial frequency deviation. Even if said time T_T cannot be calculated accurately in the design stage, it can be obtained experimentally at least in the trial production stage.

[0139]

In the case of using said time T_T , it is possible to replace step 214 shown in Figure 15 in this embodiment with step 214' shown in Figure 17. In other words, in step 214', whether the time that has passed since the beginning of frequency control is time T_T is checked. If the answer is no, the process goes to step 211. If the answer is yes, the process goes to step 215. In Figure 17, the step elements that are the same as those shown in Figure 15 are represented by the same symbols, respectively, and will not be explained again.

[0140]

Second embodiment

In the following, the portable phone terminal disclosed in a second embodiment of the present invention will be explained. Compared with the portable phone terminal disclosed in said first embodiment, only the configuration of the cell search part in the portable phone terminal disclosed in this embodiment is different. In the following, this embodiment will be explained

focusing on said difference. In the following explanation, the same elements as those described in the aforementioned first embodiment are represented by the same symbols, respectively, and will not be explained again.

[0141]

As shown in Figure 18, cell search part 71 in this embodiment is equipped with phase error detector 82' instead of the phase error detector 82 in the cell search part in the first embodiment shown in Figure 3. The sampling reference timing PET supplied from extraction part 84 in the first embodiment is not supplied to said phase error detector 82'. Only the correlation values $S_{PC I}$, $S_{PC Q}$ for phase error detection are supplied from matched filter part 81.

[0142]

As shown in Figure 19, compared with phase error detector 82 in the first embodiment shown in Figure 8, phase error detector 82' is further equipped with correlation power calculator 137 used for generating sampling timing PET' from correlation values $S_{PC I}$, $S_{PC Q}$ for phase error detection, peak detector 138, and sampling timing generator 139. Here, correlation power calculator 137 calculates the correlation power of correlation value pair for phase error detection ($S_{PC I}$, $S_{PC Q}$) and outputs the result to peak detector 138. Also, peak detector 138 monitors the variation in the calculation result of correlation power P obtained by correlation power calculator 137 over time, detects the peaks in the varying waveform of said correlation power over time, and notifies the detected peak timing to sampling timing generator 139. Sampling timing generator 139 generates sampling timing PET' based on the peak timing notified from peak detector 138 and supplies it to sample holders 131-134.

[0143]

Cell search part 71 with the aforementioned configuration in this embodiment carries out cell search as follows, based on control by control part 60.

[0144]

Similar to the first embodiment, the prerequisite is that, at the portable phone terminal 10 in this embodiment, among the partial correlation calculations that can be selected by output selection in multiplexer 105 and multiplexer 107 (see Figure 4), the optimal partial correlation calculation within the frequency deviation range, wherein occurrence of frequency deviation is predicted, is known to control part 60. When said optimal partial correlation calculation is executed, value Δf_T in said Figure 21 is also known to control part 60.

[0145]

As shown in Figure 20, the difference from the cell search processing shown in Figure 15 in the first embodiment is that, in the cell search processing in this embodiment, (a) control of the reception frequency and switching of the correlation calculation method in steps 211-217 are started at an intermediate point during the first step of step 201, and (b) step 212' is carried out instead of step 212.

[0146]

In other words, in step 201, slot timing STM is extracted in the same way as described in the first embodiment. Control of the reception frequency and switching of the correlation calculation method in steps 211-217 are started in parallel with the extraction in said step 201. Then, if the answer in step 211 is no, the process goes to step 212'.

[0147]

In said step 212', the correlation calculation part 137 of phase error detector 82' calculates the correlation power of received correlation pair for phase error detection ($S_{PC I}$, $S_{PC Q}$) and outputs it to peak detector 138. Then, peak detector 138 detects the waveform peaks (that is, correlation peaks) of the received correlation power signal. When detecting a correlation peak, peak detector 138 immediately notifies it to sampling timing generator 139.

[0148]

While being notified with detection of a correlation peak, sampling timing generator 139 generates sampling timing PET' based on the notified timing and supplies it to sample holders 131-134.

[0149]

Then, control of the reception frequency and switching of the correlation calculation method are carried out in the same way as described in the first embodiment. The processing of steps 202-204 is also carried out in the same way as in the first embodiment.

[0150]

As explained above, according to this embodiment, the specific partial correlation calculation method is used to start the initial cell search. Then, the frequency deviation between the transmission frequency of the base station for wireless connection and the reception frequency of portable phone terminal 10 is detected at a certain accuracy in parallel with the first step of the initial cell search. Based on the detected frequency deviation, the reception frequency

is controlled to reduce said frequency deviation, and at the time when the detected frequency deviation drops below a prescribed threshold value Δf_T , the correlation calculation method used for the cell search is switched from the specific partial correlation calculation method to the total correlation calculation method. Consequently, according to this embodiment, the misdetection rate can be lowered, and the base station for wireless connection can be found.

[0151]

The same modifications as those described in said first embodiment are applicable to this embodiment.

[0152]

A portable phone terminal has been explained in the aforementioned embodiments. However, the present invention can also be applied to other devices as long as they are mobile station devices in a CDMA mobile body communication network.

[0153]

Effect of the invention

As explained above, by using the cell search method and device disclosed in the present invention, after a partial correlation calculation method is used to start an initial cell search, the frequency deviation between the transmission frequency of the base station for wireless connection and the reception frequency of the mobile station is detected. Based on the detected frequency deviation, the reception frequency is controlled to reduce the frequency deviation. At the time that the detected frequency deviation is found to become smaller than a prescribed threshold value Δf_T , the correlation calculation method used for cell search is switched from the partial correlation calculation method to the total correlation calculation method. Consequently, an appropriate cell search with a lowered misdetection rate is possible.

[0154]

The mobile body terminal device of the present invention is equipped with the cell search device disclosed in the present invention. Since the cell search uses said cell search device, the misdetection rate during communications carried out via the mobile body communications network can be lowered.

Brief description of the figures

Figure 1 is a diagram illustrating the schematic configuration of the portable phone terminal disclosed in the first embodiment.

Figure 2 is a diagram illustrating the schematic configuration of the inverse spread demodulator shown in Figure 1.

Figure 3 is a diagram illustrating the configuration of the cell search part in Figure 2.

Figure 4 is a diagram illustrating the configuration of the matched filter part in Figure 3.

Figure 5 is a diagram illustrating the configuration of the individual matched filter part in Figure 4.

Figure 6 is a diagram illustrating the configuration of the complex multiplier in Figure 5.

Figure 7 is a timing chart explaining the output signal from the matched filter part in Figure 3.

Figure 8 is a diagram illustrating the configuration of the phase error detector in Figure 3.

Figure 9 is a diagram illustrating the configuration of the slot timing extraction part in Figure 3.

Figure 10 is a diagram illustrating the configuration of the correlation calculation part used for extracting frame timing and identifying the scramble code group in Figure 3.

Figure 11 is a diagram illustrating the configuration of the sliding correlator in Figure 10.

Figure 12 is a diagram illustrating the configuration of the correlation calculation part used for identifying scramble codes in Figure 3.

Figure 13 is a diagram illustrating the configuration of the sliding correlator in Figure 12.

Figure 14 is a diagram illustrating the configuration of the scramble code identification part in Figure 3.

Figure 15 is a flow chart explaining the cell search operation in the first embodiment.

Figure 16 is a diagram explaining variation in the frequency deviation over time as a result of frequency control in the previous stage.

Figure 17 is a flow chart explaining the cell search operation in a modified example with respect to the first embodiment.

Figure 18 is a diagram illustrating the configuration of the cell search part in the second embodiment.

Figure 19 is a diagram illustrating the configuration of the phase error detector in Figure 18.

Figure 20 is a flow chart explaining the cell search operation in the second embodiment.

Figure 21 is a diagram explaining the relationship between frequency deviation and misdetection rate during cell search.

Figure 22 is a diagram explaining the transmission information from the base station used for cell search.

Figure 23 is a flow chart explaining a conventional cell search operation.

Explanation of symbols

- 10 Portable phone terminal (mobile station device)
 12 Antenna (reception means)
 60 Control part (part of the cell search device, part of the frequency deviation detector)
 71 Cell search part (part of the cell search device)
 75 Frequency control part (frequency control means)
 81 Matched filter part
 82, 82' Phase error detector (part of the frequency deviation detection means)
 83 Correlation power detector
 84 Slot timing extraction part

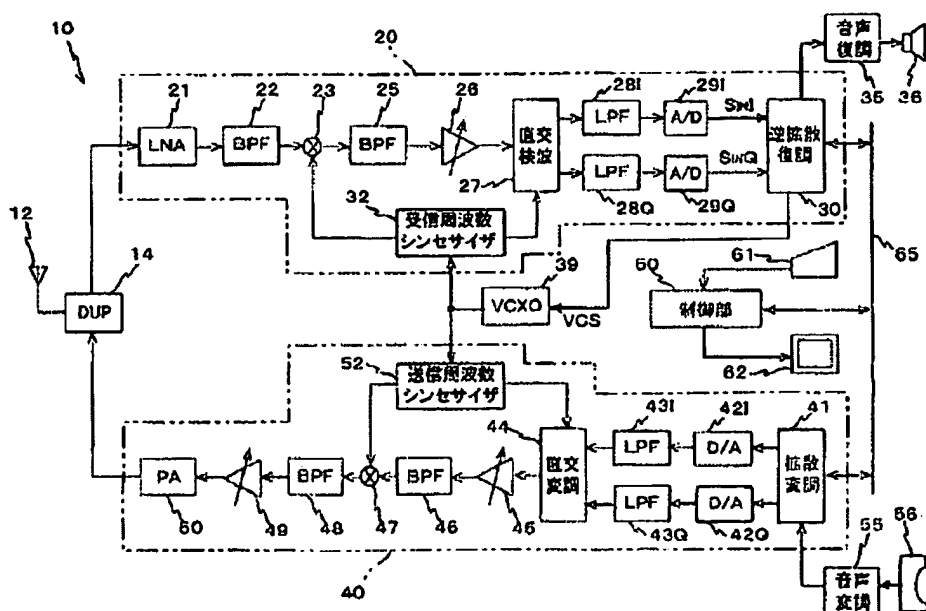


Figure 1

- Key: 27 Quadrature detector
 30 Inverse spread demodulator
 32 Reception frequency synthesizer
 35 Voice demodulator
 41 Spread modulator
 44 Quadrature modulator
 52 Transmission frequency synthesizer
 55 Voice modulator
 60 Control part

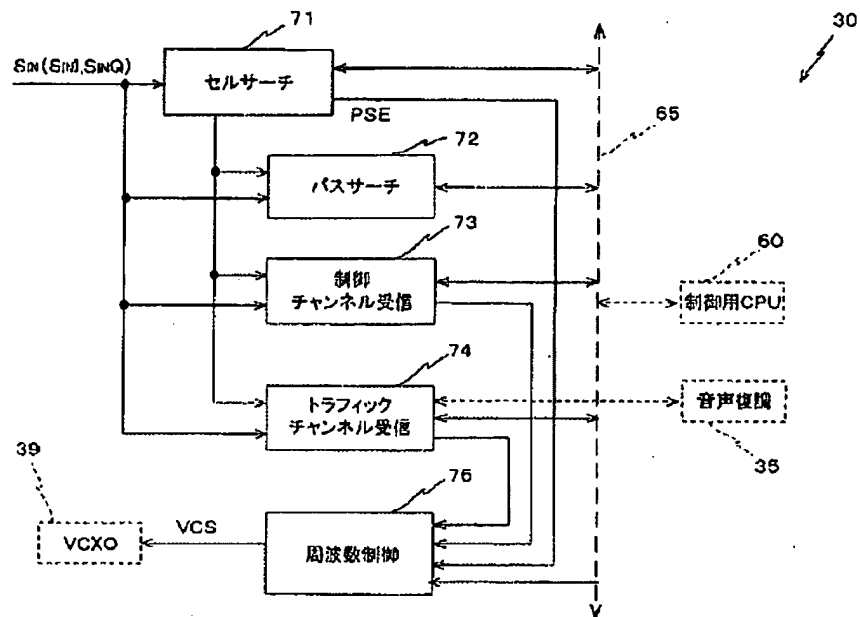


Figure 2

- Key:
- 35 Voice demodulation
 - 60 CPU for control
 - 71 Cell search
 - 72 Path search
 - 73 Control channel reception
 - 74 Traffic channel reception
 - 75 Frequency control

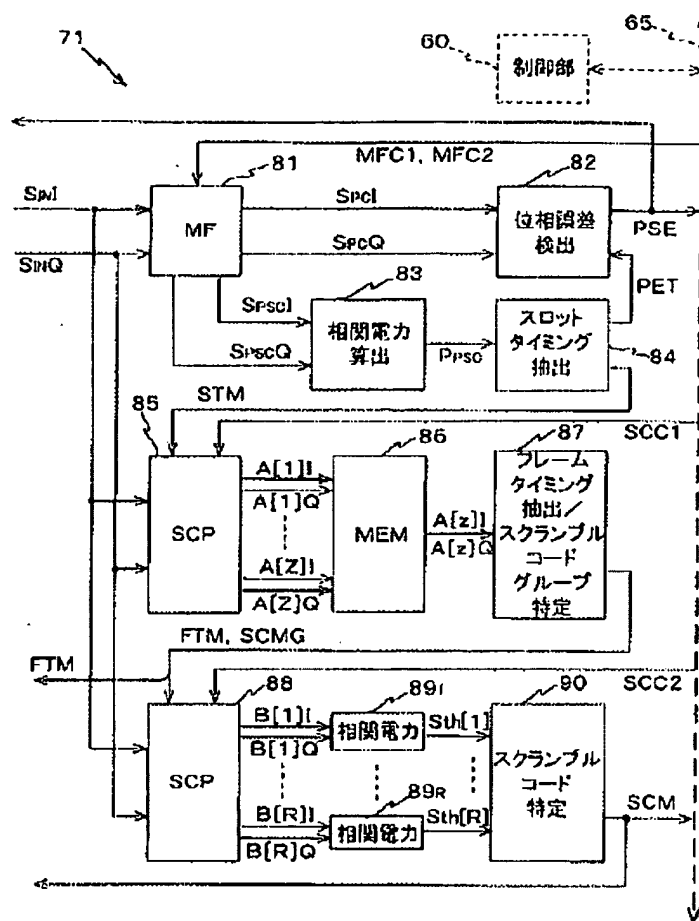


Figure 3

Key: 60	Control part
82	Phase error detection
83	Correlation power calculation
84	Slot timing extraction
87	Frame timing extraction/scramble code group identification
89 ₁ ... 89 _R	Correlation power
90	Scramble code identification

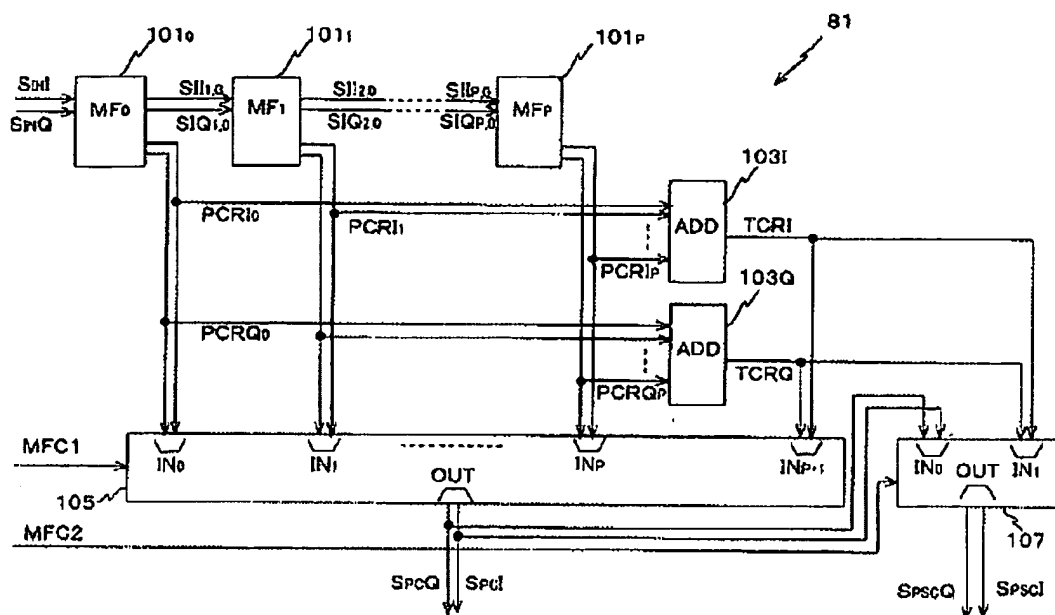


Figure 4

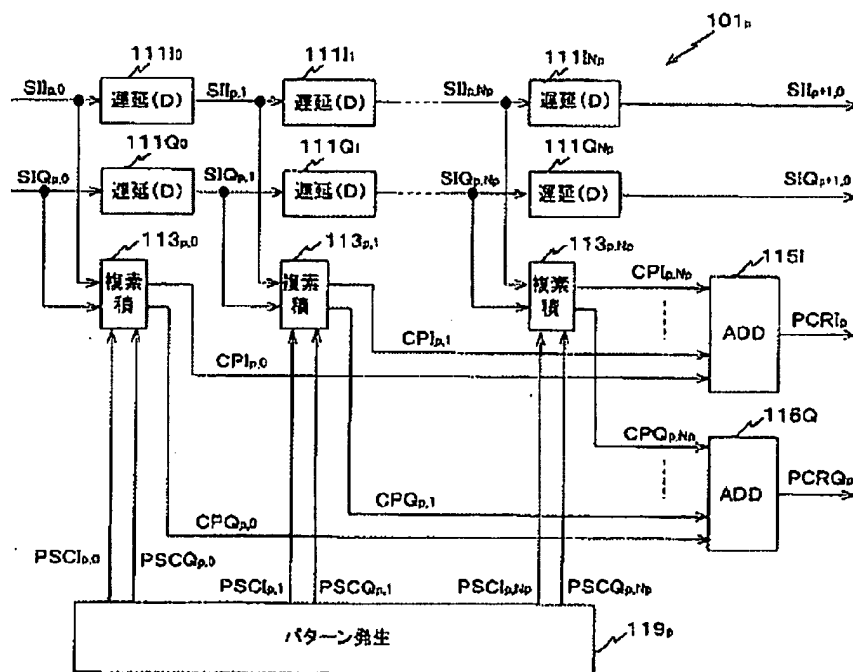


Figure 5

Key: 111I₀, 111I₁, 111I_{Np}, 111Q₀, 111Q₁, 111Q_{Np} Delay
 113_{p,0}, 113_{p,1}, 113_{p,Np} Complex product
 119_p Pattern generation

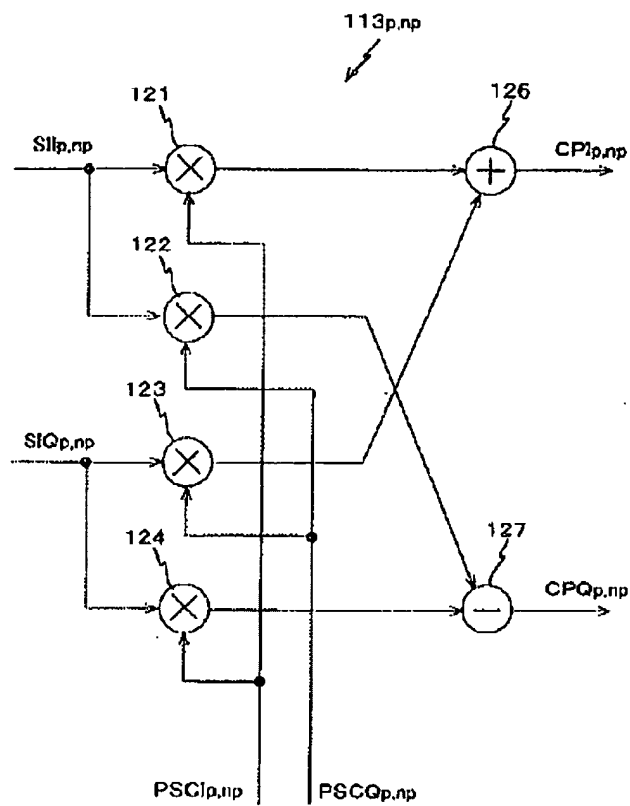


Figure 6

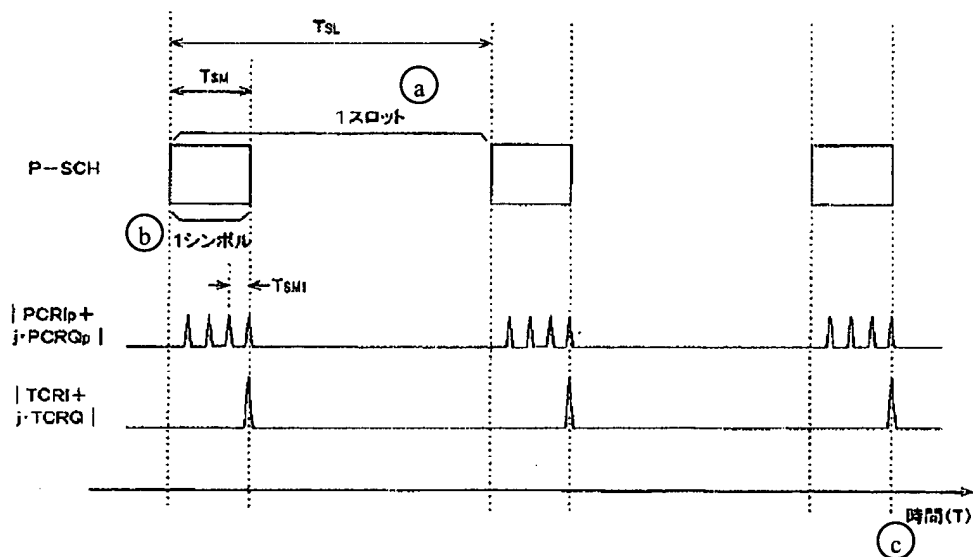


Figure 7

Key: a 1 slot
b 1 symbol

c Time (T)

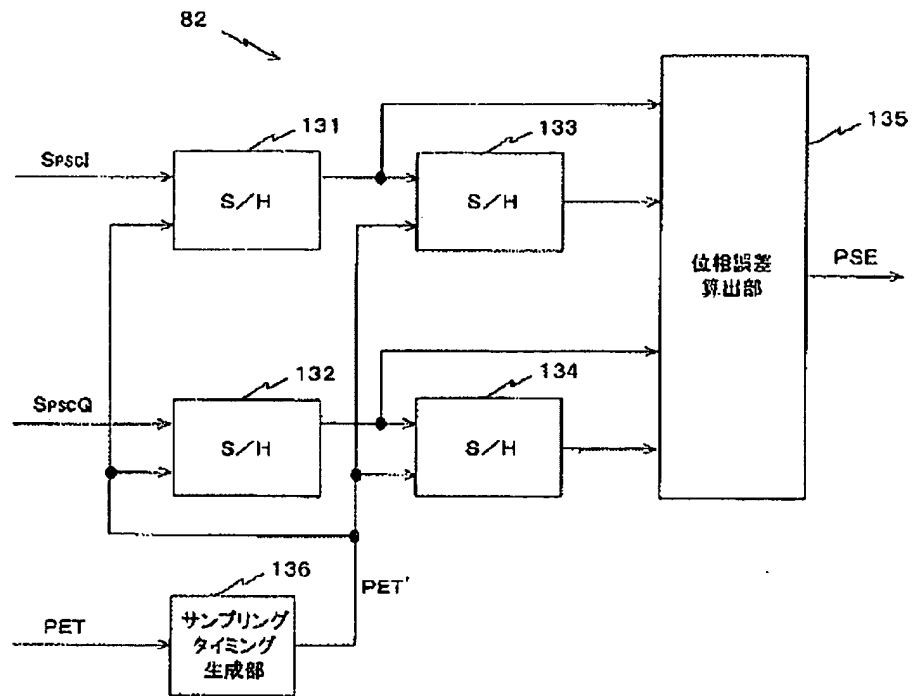


Figure 8

Key: 135 Phase error detector
136 Sampling timing generator

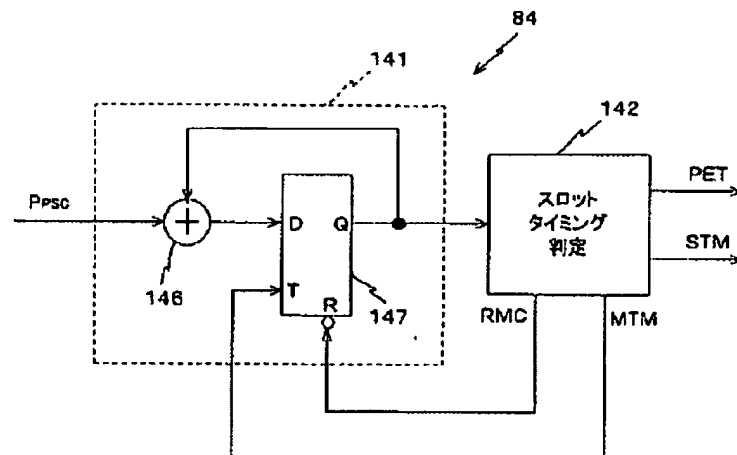


Figure 9

Key: 142 Slot timing identification

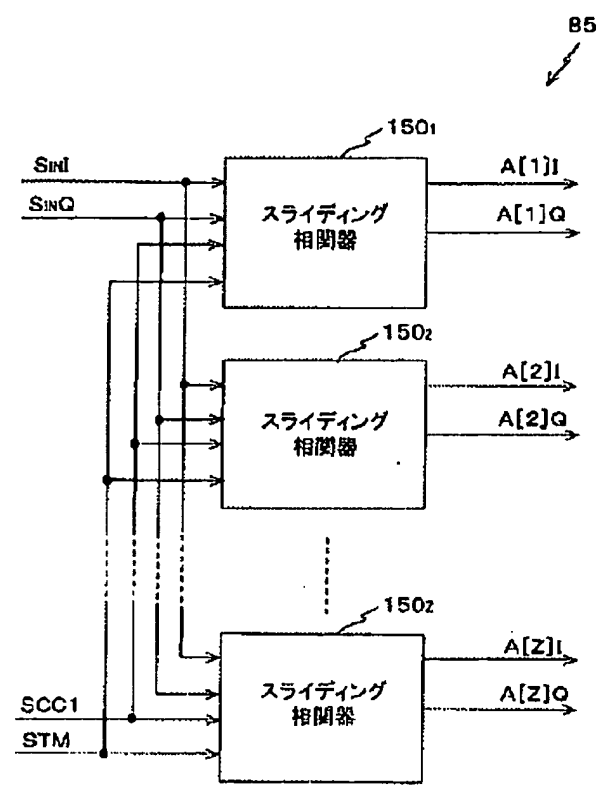


Figure 10

Key: 150₁, 150₂, 150_z Sliding correlator

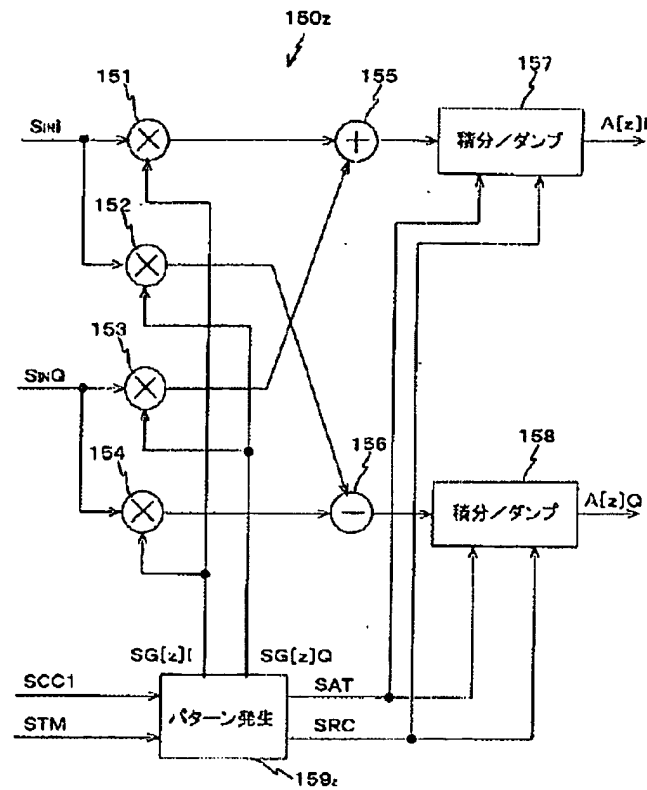


Figure 11

Key: 157, 158 Integration/dumping
 159_z Pattern generation

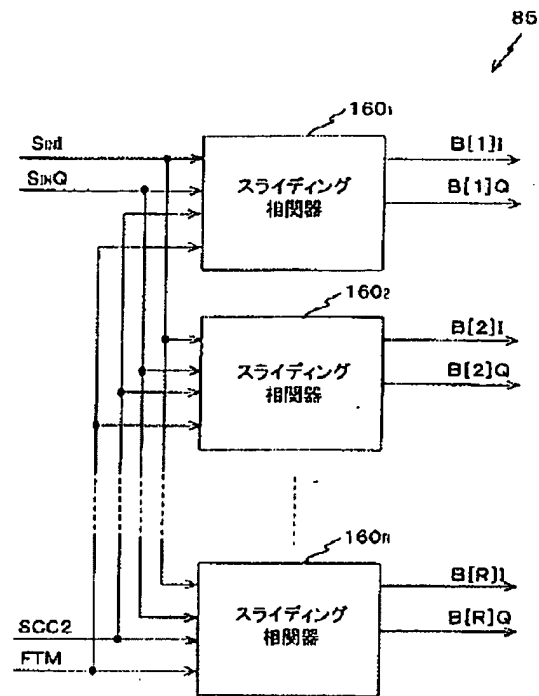


Figure 12

Key: $160_1, 160_2, 160_R$ Sliding correlator

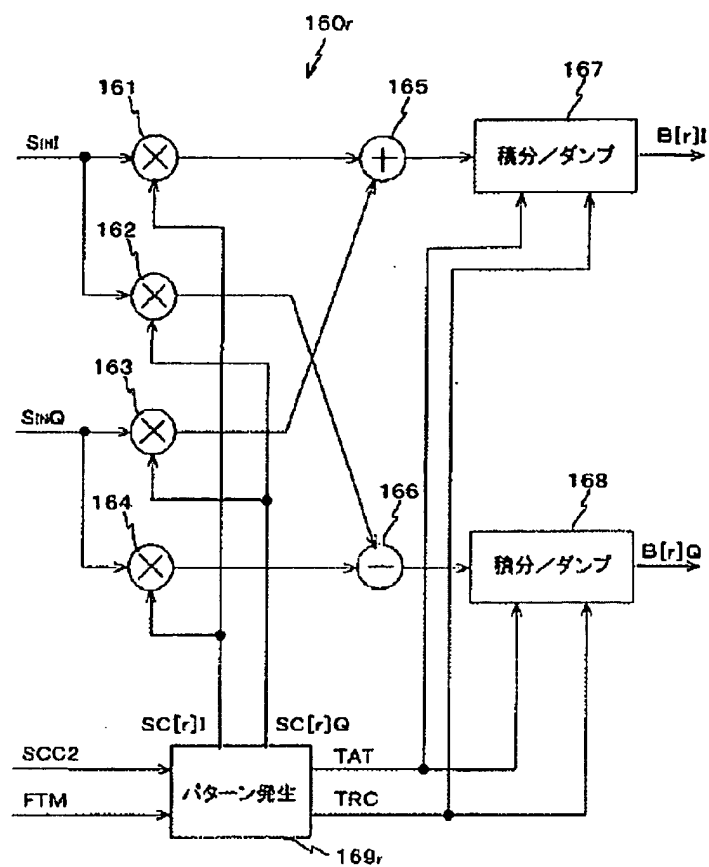


Figure 13

Key: 167, 168 Integration/dumping
 169_r Pattern generation

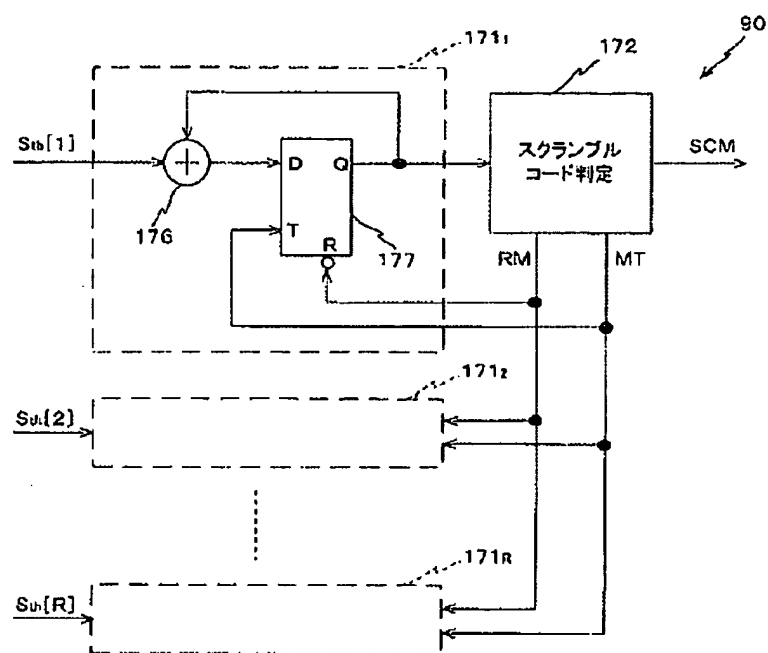


Figure 14

Key: 172 Scramble code identification

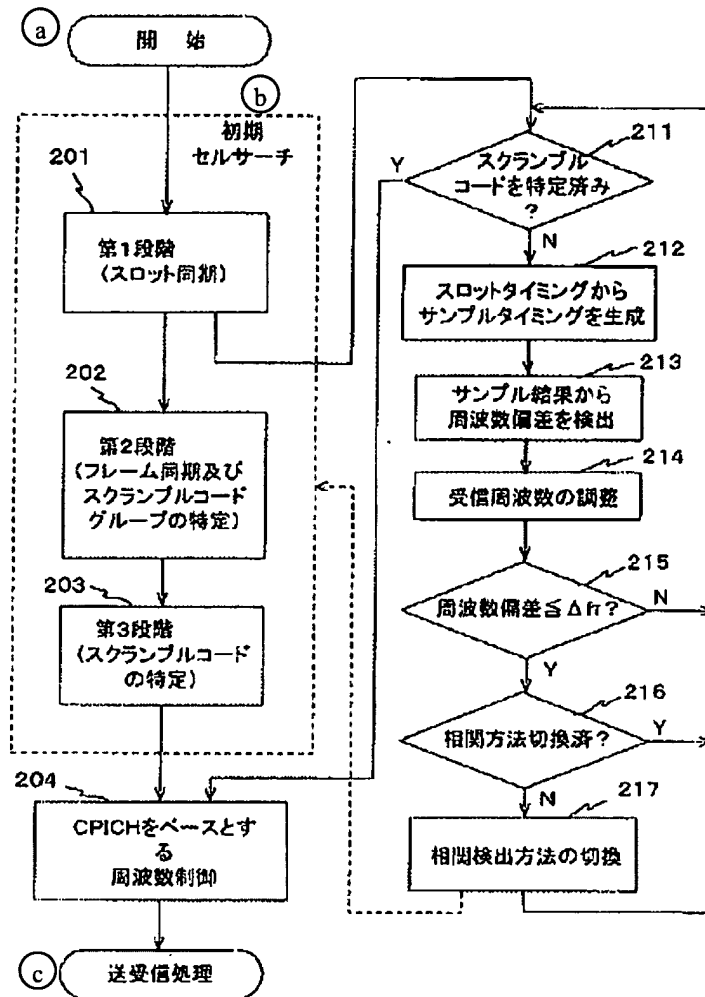


Figure 15

- Key:
- a Start
 - b Initial cell search
 - c Data transmission and reception
 - 201 First step
(slot synchronization)
 - 202 Second step
(frame synchronization and identification of the scramble code group)
 - 203 Third step
(identification of the scramble code)
 - 204 Control of frequency based on CPICH
 - 211 Has the scramble code been identified?
 - 212 Generate sample timing from the slot timing
 - 213 Detect the frequency deviation from the sampling result
 - 214 Adjust the reception frequency
 - 215 Frequency deviation $\leq \Delta f_T$?

- 216 Has the correlation method been switched?
 217 Switch the correlation detection method

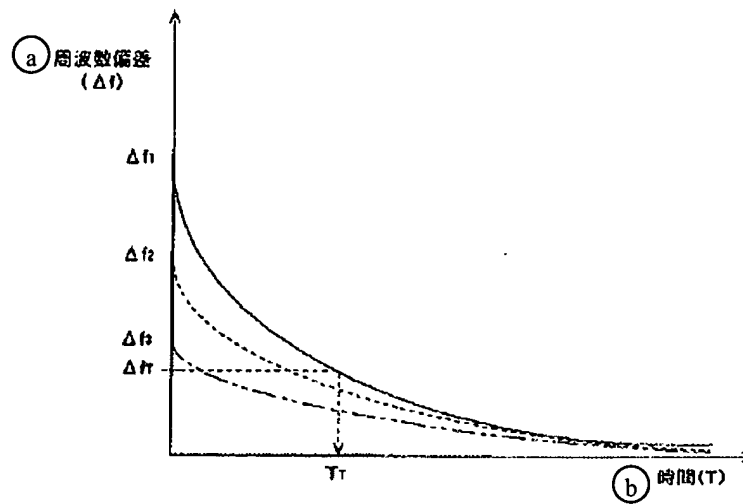


Figure 16

Key: a Frequency deviation
 b Time

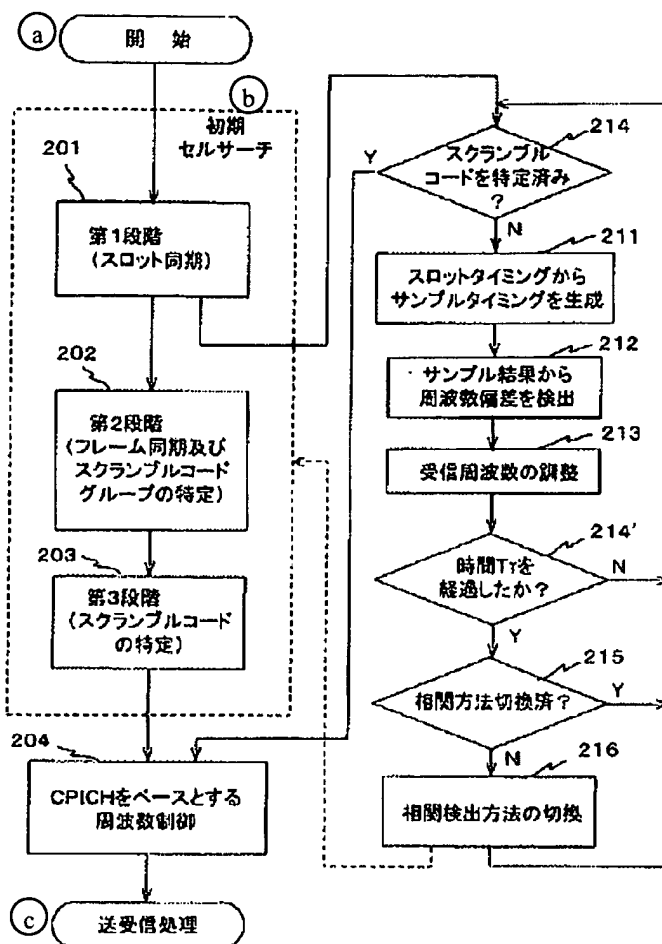


Figure 17

- Key:
- a Start
 - b Initial cell search
 - c Data transmission and reception
 - 201 First step (slot synchronization)
 - 202 Second step (frame synchronization and identification of the scramble code group)
 - 203 Third step (identification of the scramble code)
 - 204 Control of frequency based on CPICH
 - 214 Has the scramble code been identified?
 - 211 Generate sample timing from the slot timing
 - 212 Detect the frequency deviation from the sampling result
 - 213 Adjust the reception frequency
 - 214' Has time T_T passed?
 - 215 Has the correlation method been switched?
 - 216 Switch the correlation detection method

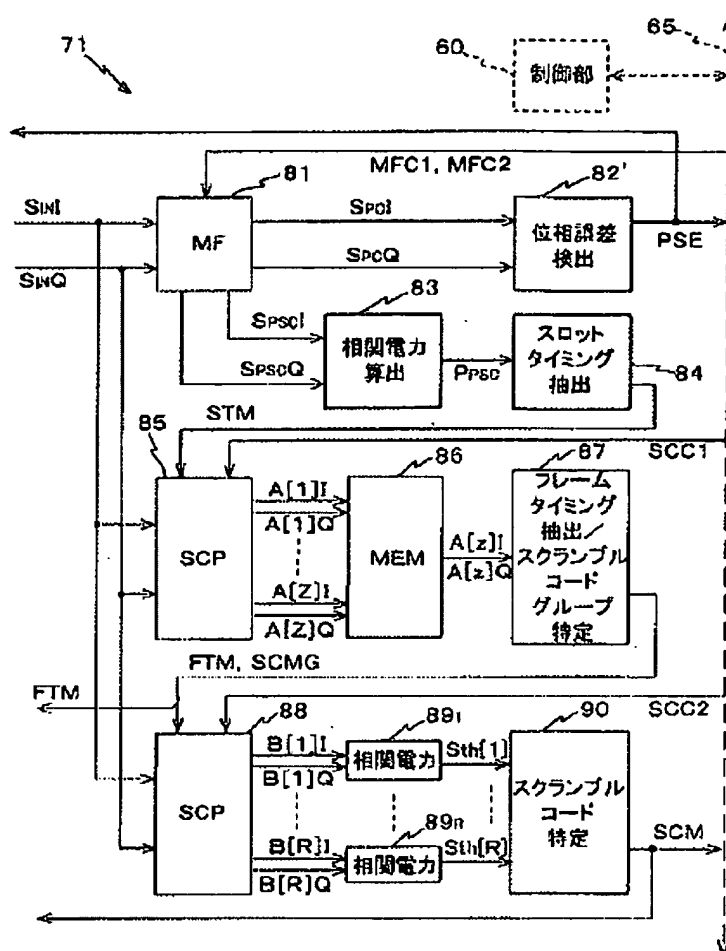


Figure 18

Key:	60	Control part
	82'	Phase error detection
	83	Correlation power calculation
	84	Slot timing extraction
	87	Frame timing extraction/scramble code group identification
	89 ₁ ... 89 _R	Correlation power
	90	Scramble code identification

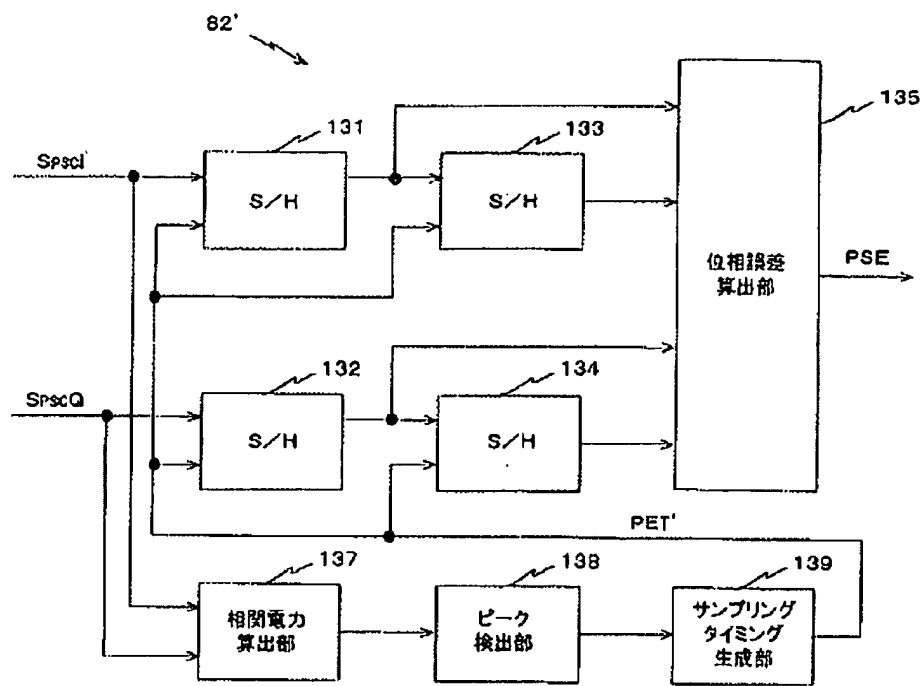


Figure 19

- Key:
- 135 Phase error detector
 - 137 Correlation power calculator
 - 138 Peak detector
 - 139 Sampling timing generator

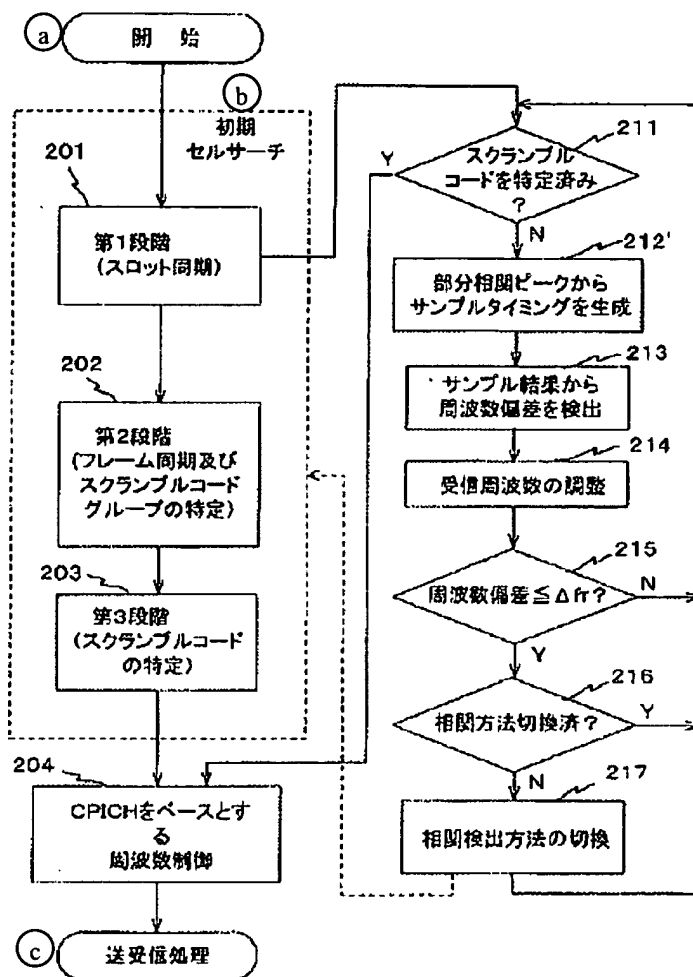


Figure 20

- Key:
- a Start
 - b Initial cell search
 - c Data transmission and reception
 - 201 First step
(slot synchronization)
 - 202 Second step
(frame synchronization and identification of the scramble code group)
 - 203 Third step
(identification of the scramble code)
 - 204 Control of frequency based on CPICH
 - 211 Has the scramble code been identified?
 - 212' Generate sample timing from partial correlation peak
 - 213 Detect the frequency deviation from the sampling result
 - 214 Adjust the reception frequency
 - 215 Frequency deviation $\leq \Delta f_T$?
 - 216 Has the correlation method been switched?

217 Switch the correlation detection method

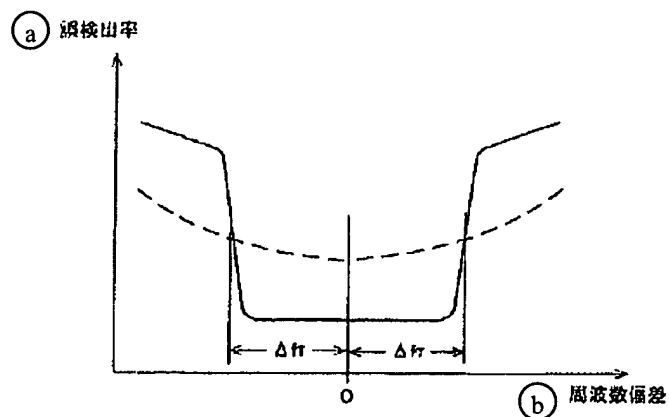


Figure 21

Key: a Misdetection rate
b Frequency deviation

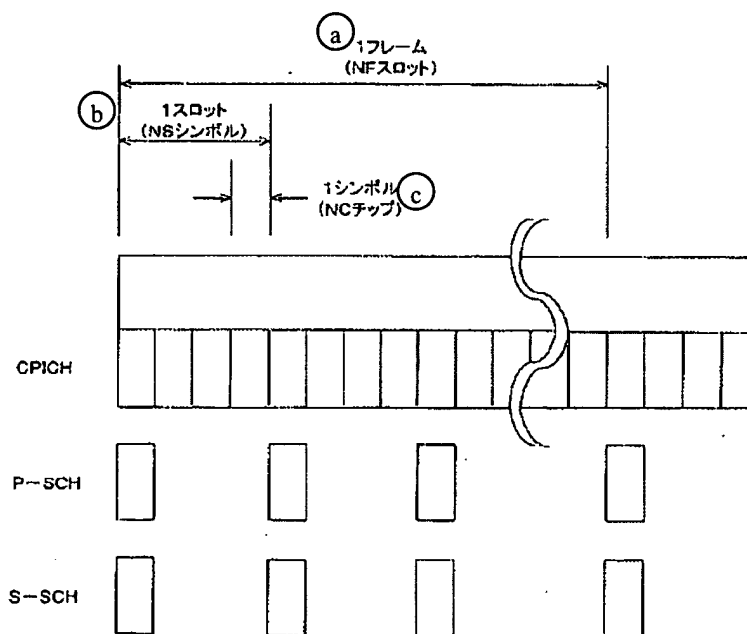


Figure 22

Key: a 1 frame
(NF slots)
b 1 slot
(NS symbols)
c 1 symbol
(NC chips)

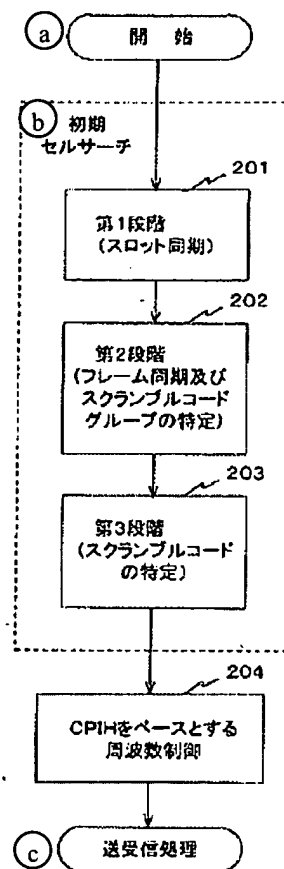


Figure 23

- Key:
- a Start
 - b Initial cell search
 - c Data transmission/reception
 - 201 First step
(slot synchronization)
 - 202 Second step
(frame synchronization and identification of the scramble code group)
 - 203 Third step
(identification of the scramble code)
 - 204 Control of frequency based on CPIH

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-169369

(43)Date of publication of application : 13.06.2003

(51)Int.Cl.

H04Q 7/38

H04B 1/707

H04B 7/26

H04L 7/08

(21)Application number : 2001-365668

(71)Applicant : YOZAN INC

(22)Date of filing : 30.11.2001

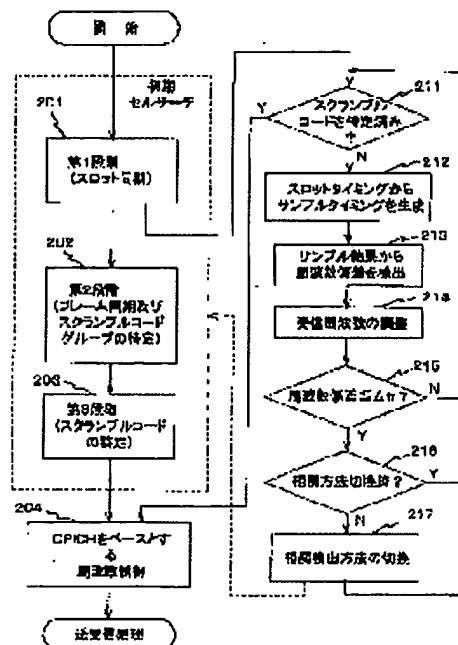
(72)Inventor : SHU NAGAAKI
RYU HITSUKI
RYU SHIHEI
SUZUKI KUNIIHIKO

(54) METHOD AND DEVICE FOR CELL SEARCH, AND MOBILE BODY TERMINAL

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce an erroneous detection rate for cell searching.

SOLUTION: At a cell search 71, a frequency control (steps 211-217) is started during cell searching which uses a first correlation detection method (step 201-203). At the frequency control, a mobile station detects frequency deviation between the transmission frequency of a base station to which a radio link should be connected and that of the mobile station (step 213), and controls the reception frequency of the mobile station so that the frequency deviation is reduced (step 214). While the detection of frequency deviation and control of reception frequency are repeated, a first correlation detection method is changed to a second correlation detection method with which erroneous detection rate for a base station is less than the first correlation detection method, if the frequency deviation is judged to be a prescribed value or below (step 217).



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-169369
(P2003-169369A)

(43) 公開日 平成15年6月13日 (2003.6.13)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 L 7/08	C 5 K 0 2 2
H 0 4 B 1/707		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 4 7
	7/26	H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 6 7
H 0 4 L 7/08		H 0 4 B 7/26	N

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2001-365668(P2001-365668)

(22) 出願日 平成13年11月30日 (2001.11.30)

(71) 出願人 000127178

株式会社鷹山

東京都世田谷区北沢3-5-18

(72) 発明者 周 長明

東京都世田谷区北沢3丁目5番18号 株式
会社鷹山内

(72) 発明者 龍 必起

東京都世田谷区北沢3丁目5番18号 株式
会社鷹山内

(74) 代理人 100112760

弁理士 柴田 五雄

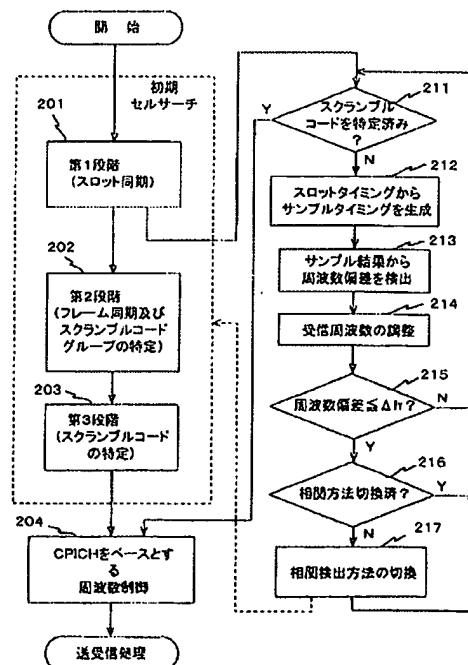
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルサーチ方法及びセルサーチ装置、並びに移動体端末装置

(57) 【要約】

【課題】 誤検出率を低下させてセルサーチを行う。

【解決手段】 セルサーチ部71において第1の相関検出方法を使用したセルサーチ (ステップ201~203) 動作中に、周波数制御 (ステップ211~217) を開始する。この周波数制御においては、移動局が無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と移動局の受信周波数との周波数偏差を検出し (ステップ213)、周波数偏差を低減させるように、移動局の受信周波数を制御する (ステップ214)。こうした周波数偏差の検出と受信周波数の制御との繰り返しの最中に、周波数偏差が所定値以下であると判断されたときに、相関検出方法を、第1の相関検出方法から、周波数偏差が所定値以下であるときに第1の相関検出方法よりも基地局の誤検出率を低減することができる第2の相関検出方法に切り換える (ステップ217)。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 移動局が接続すべき基地局の探索を行うセルサーチ方法であって、

前記移動局が接続すべき基地局の送信周波数と前記移動局の受信周波数との周波数偏差を検出し、検出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を制御する周波数制御工程と；前記検出された周波数偏差の絶対値が所定値以下であると判断されたときに、前記受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を第1の相関検出方法から第2の相関検出方法に切り換える相関検出方法切換工程と；を含むセルサーチ方法。

【請求項2】 前記相関検出方法切換工程では、前記検出された周波数偏差の絶対値と前記所定値とを比較し、前記検出された周波数偏差の絶対値が最初に前記所定値以下となったときに前記相関検出方法を切り換える、ことを特徴とする請求項1に記載のセルサーチ方法。

【請求項3】 前記相関検出方法切換工程では、前記周波数制御工程の開始から所定時間を経過したときに前記相関検出方法を切り換える、ことを特徴とする請求項1に記載のセルサーチ方法。

【請求項4】 前記基地局の探索は、前記基地局からの受信信号と前記複数の基地局に共通の第1同期コードとの相関に基づいて、スロット同期タイミングを抽出する第1段階と；該第1段階で抽出されたスロット同期タイミングを使用して、前記受信信号と前記受信信号に含まれるスクランブルコードグループを特定するための複数のコードから構成される第2同期コードとの相関に基づいて、フレーム同期タイミングの抽出及びスクランブルコードグループの特定を行う第2段階と；前記スクランブルコードグループに含まれるスクランブルコードそれぞれと前記受信信号との相関に基づいて、前記受信信号に含まれるスクランブルコードを特定する第3段階と；の3段階を少なくとも1回繰り返すことにより行われることを特徴とする請求項1から3のいずれか一項に記載のセルサーチ方法。

【請求項5】 前記周波数制御工程は、前記第1段階の終了後において、前記第1段階で抽出されたスロット同期タイミングと同期して、前記受信信号の逆拡散後の信号を複数回サンプルし、複数のサンプル結果間の位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことを特徴とする請求項4に記載のセルサーチ方法。

【請求項6】 前記周波数制御工程は、前記第1から第3段階の少なくとも1つと並行して、前記受信信号と前記第1同期コードとの相関のピークを検出する相関ピーク検出工程と；前記相関ピーク検出工程

において検出された複数の相関ピーク時点における前記受信信号の逆拡散後の信号間の位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことを特徴とする請求項4に記載のセルサーチ方法。

【請求項7】 前記周波数制御工程は、

10 前記第1から第3段階の少なくとも1つと並行して、前記受信信号と前記第1同期コードの1シンボル未満の部分コードとの相関ピークを検出するシンボル内相関ピーク検出工程と；前記シンボル内相関ピーク検出工程において検出された1スロット内の複数の相関ピーク点における前記受信信号の前記部分コードによる逆拡散後の信号間における位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことを特徴とする請求項4に記載のセルサーチ方法。

【請求項8】 前記周波数制御工程は、

前記第1から第3段階の少なくとも1つと並行して、それまでの前記第1段階の処理において抽出されたスロット同期タイミングを使用し、前記受信信号と前記第1同期コードの1シンボル未満の部分コードとの相関ピーク点を推定するシンボル内相関ピーク推定工程と；前記シンボル内相関ピーク検出工程において推定された1スロット内の複数の相関ピーク点における前記受信信号の前記部分コードによる逆拡散後の信号間における位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことを特徴とする請求項4に記載のセルサーチ方法。

【請求項9】 前記第1の相関検出方法は、1シンボル未満を単位として相関を求める部分相関検出方法であり、

40 前記第2の相関検出方法は、1シンボル単位で相関を求める全相関検出方法である、ことを特徴とする請求項1から8のいずれか一項に記載のセルサーチ方法。

【請求項10】 移動局が接続すべき基地局の探索を行うセルサーチ装置であって、

前記移動局が接続すべき基地局の送信周波数と前記受信局の受信周波数との周波数偏差を検出する周波数偏差検出手段と；前記周波数偏差検出手段により検出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を制御する受信周波数制御手段と；前記周波数偏差検出手段により検出さ

れた周波数偏差が所定値以下であると判断されたときに、前記受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を第1の相関検出方法から第2の相関検出方法に切り換える相関検出方法切手段と；を備えるセルサーチ装置。

【請求項11】 前記第1の相関検出方法は、1シンボル未満を単位として相関を求める部分相関検出方法であり、前記第2の相関検出方法は、1シンボル単位で相関を求める全相関検出方法である、ことを特徴とする請求項10に記載のセルサーチ装置。

【請求項12】 基地局から送信された信号を受信する受信手段と；前記受信手段により受信した信号に基づいてセルサーチを行う請求項10又は11に記載のセルサーチ装置と；を備える移動体通信端末装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、セルサーチ方法及びセルサーチ装置、並びに移動体端末装置に係り、より詳しくは、符号分割多重アクセス（Code Division Multiple Access：CDMA）通信方式において移動局が使用するセルサーチ方法、該セルサーチ方法を使用するセルサーチ装置、及び該セルサーチ装置を備える移動体端末装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体通信の分野では、直接拡散符号分割多重アクセス（Direct Spread-Code Division Multiple Access：DS-CDMA）方式を用いて、拡散帯域を5MHzに広帯域化した広帯域拡散符号分割多重アクセス（Wideband-Code Division Multiple Access：W-CDMA）方式が注目を集めている。こうしたW-CDMAを含む符号分割多重アクセスにおいては、移動局が、電源立ち上げ時、ソフトハンドオーバーに入る前、あるいは間欠受信モードにおいて、無線リンクを接続すべき基地局を特定するセルサーチを行っている。なお、移動局がその電源立ち上げ時に行うセルサーチは、初期セルサーチと呼ばれている。

【0003】かかるセルサーチは、図22に示されるような、基地局ごとの共通パイロットチャンネル（CPICH）、第1同期チャンネル（P-SCH）、及び第2同期チャンネル（S-SCH）を介して各基地局から発信された信号を利用して行われている。なお、各基地局から発信される信号は、これらの各チャンネルの信号が重畳された態様となっている。

【0004】ここで、共通パイロットチャンネルは、各基地局が、基地局ごとに割り当てられたスクランブルコードを反映したチップ列を、フレーム単位で繰り返し発信するチャンネルである。また、第1同期チャンネルは、各基地局が、基地局間において共通のシンボルを基地局間で共通の所定の拡散符号で拡散したチップ列（第

1同期コード（PSC））をスロット周期に同期して繰り返し発信するチャンネルである。また、第2同期チャンネルは、各基地局が、基地局ごとへのスクランブルコードの割り当てにあたって用いられた所定のアダマール行列（例えば、 256×256 のアダマール行列）と所定の共通系列とから作成されたチップ列（第2同期コード（SSC））を、スロット周期に同期して順次発信するとともに、フレーム単位で繰り返して発信するチャンネルである。

10 【0005】こうした共通パイロットチャンネル、第1同期チャンネル、及び第2同期チャンネルを介して基地局から発信された信号を受信した移動局（以下、「端末」ともいう）は、セルサーチを行っている。かかるセルサーチのうちの初期セルサーチでは、初期同期及び無線リンクを接続すべき基地局の探索のために演算処理を行うため、多くの時間を要する。そこで、特に初期セルサーチ時間を短縮するため、図23に示されるようなセルサーチ方法が、「今井、森：W-CDMAセルラ方式におけるセルサーチ特性の解析、電子情報通信学会論文誌B、Vol. J83-B、No. 9、pp. 1245-1257、2000年9月」等において提案されている。

【0006】このセルサーチ方法では、図23に示されるように、まず、ステップ201において、受信信号と移動局において用意した第1同期コードとの相関が検出される。そして、その検出結果に基づいて、無線リンクを接続すべき基地局からの受信信号に関するスロット同期タイミング（以下、「スロットタイミング」ともいう）が抽出される（第1段階）。

30 【0007】引き続き、ステップ202において、ステップ201で検出されたスロットタイミングを利用して、スロット毎に第2同期コード候補それぞれと受信信号との相関が検出される。そして、その検出結果に基づいて、無線リンクを接続すべき基地局からの受信信号に関するフレーム同期タイミング（以下、「フレームタイミング」ともいう）が抽出されるとともに、当該基地局が使用しているスクランブルコードが属しているスクランブルコードグループが特定される（第2段階）。

40 【0008】次に、ステップ203において、ステップ202で検出されたフレームタイミングを用い、やはりステップ202で検出されたスクランブルコードグループに含まれるスクランブルコード候補それぞれと受信信号との相関が検出される。そして、その検出結果に基づいて、移動局が無線リンクを接続すべき基地局が使用しているスクランブルコードが特定される（第3段階）。

50 【0009】引き続き、ステップ204において、ステップ202で検出されたフレームタイミング及びステップ203で特定されたスクランブルコードを用いて、共通パイロットチャンネルに関する受信信号成分を受信処理する。この処理結果に基づいて、移動局の受信周波数をスクランブルコードが特定された基地局の送信周波数

に合わせ込む周波数制御が行われる。

【0010】こうした周波数制御が行われた後、移動局と基地局との間で送受信処理が開始される。

【0011】ところで、初期セルサーチにおける上述した第1～第3段階では、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と移動局の受信周波数との間における周波数同期が行われていないため、これらの周波数間における周波数偏差が小さいことが保証されていない。このため、初期セルサーチにおける周波数偏差が大きな場合には、上述した3段階セルサーチの各段階における相関検出の精度が悪化することになり、セルサーチにおける誤検出率が高くなってしまう。

【0012】このため、[Y. Wang and T. Ottosson: Cell Search in W-CDMA, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATION, Vol. 18, No. 8 AUGUST 2000]において、少なくとも初期セルサーチにおける第1～第3段階に限っては、1シンボルの全てチップについて相関をとる全相関演算に代わって、1シンボル内の所定部分のチップについてのみ相関をとる部分相関演算を行うことが提案されている。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述のような部分相関演算を行う方法は、通常の全相関演算を行う方法と比べて、周波数偏差が大きな場合にはセルの誤検出率を低下させることができる。

【0014】しかし、部分相関演算のみを行うこととすると、全相関演算を行うことを前提としたシステム本来の拡散利得 (Process Gain) を十分に活かすことができない。このため、一般にS/N比を低下させることになる。

【0015】また、初期セルサーチにおける周波数偏差は、一般に移動局端末ごとに異なっている。さらに、同一の移動局端末であっても、初期セルサーチにおける周波数偏差は、利用時の環境条件等によって異なる。

【0016】したがって、部分相関演算のみを行うことにより、移動局端末による初期セルサーチ時における誤検出率が、全相関演算を行う場合と比べて、必ずしも低下する訳ではない。例えば、周波数偏差が十分に小さかった場合には、部分相関演算のみを行うこととすると、全相関演算を行う場合と比べて、初期セルサーチ時における誤検出率が増加することになってしまう。

【0017】本発明は、上記の事情のもとでなされたものであり、その第1の目的は、誤検出率を低下させて、無線リンクを接続すべき基地局の探索を行うことができるセルサーチ方法及びセルサーチ装置を提供することにある。

【0018】また、本発明の第2の目的は、移動体通信網を介した通信にあたって、誤検出率を低下させて、無線リンクを確立すべき基地局の探索を行うことができる移動体端末装置を提供することにある。

【0019】

【課題を解決するための手段】本発明のセルサーチ方法は、移動局が接続すべき基地局の探索を行うセルサーチ方法であって、前記移動局が接続すべき基地局の送信周波数と前記移動局の受信周波数との周波数偏差を検出し、検出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を制御する周波数制御工程と；前記検出された周波数偏差の絶対値が予め定められた閾値以下であると判断されたときに、前記受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を第1の相関検出方法から第2の相関検出方法に切り換える相関検出方法切換工程と；を含むセルサーチ方法である。

【0020】これによれば、第1の相関検出方法を使用してセルサーチを開始するとともに、セルサーチ動作における特定の時期から、周波数制御工程を開始する。この周波数制御工程においては、移動局が無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と移動局の受信周波数との周波数偏差を検出し、検出された周波数偏差に基づいて、周波数偏差を低減させるように、移動局の受信周波数を制御する。周波数制御工程においては、こうした周波数偏差の検出と受信周波数の制御とが繰り返される。

【0021】こうした繰り返しの最中に、相関検出方法切換工程において、周波数制御工程で行われた周波数制御の結果、周波数偏差が所定値以下であると判断されたときに、受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を、第1の相関検出方法から、周波数偏差が所定値以下であるときに第1の相関検出方法よりも基地局の誤検出率を低減することができる第2の相関検出方法に切り換える。

【0022】こうして周波数偏差の低減及び周波数偏差の値に応じた適切な相関検出方法の使用の双方を行うことにより、誤検出率を低下させた適切なセルサーチを行うことができる。

【0023】本発明のセルサーチ方法では、前記相関検出方法切換工程において、前記検出された周波数偏差の絶対値と前記所定値とを比較し、前記検出された周波数偏差の絶対値が最初に前記所定値以下となったときに前記相関検出方法を切り換えることとすることができる。

【0024】また、本発明のセルサーチ方法では、前記相関検出方法切換工程において、前記周波数制御工程の開始から所定時間を経過したときに前記相関検出方法を切り換えることとすることができる。

【0025】また、本発明のセルサーチ方法では、前記基地局の探索が、前記基地局からの受信信号と前記複数の基地局に共通の第1同期コードとの相関に基づいて、スロット同期タイミングを抽出する第1段階と；該第1段階で抽出されたスロット同期タイミングを使用して、前記受信信号と前記受信信号に含まれるスクランブルコードグループを特定するための複数のコードから構成される第2同期コードとの相関に基づいて、フレーム同期

タイミングの抽出及びスクランブルコードグループの特定を行う第2段階と；前記スクランブルコードグループに含まれるスクランブルコードそれぞれと前記受信信号との相関に基づいて、前記受信信号に含まれるスクランブルコードを特定する第3段階と；の3段階を少なくとも1回繰り返すことにより行われることとすることができる。

【0026】ここで、前記周波数制御工程が、前記第1段階の終了後において、前記第1段階で抽出されたスロット同期タイミングと同期して、前記受信信号の逆拡散後の信号を複数回サンプルし、複数のサンプル結果間の位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことができる。

【0027】また、前記周波数制御工程が、前記第1から第3段階の少なくとも1つと並行して、前記受信信号と前記第1同期コードとの相関のピークを検出する相関ピーク検出工程と；前記相関ピーク検出工程において検出された複数の相関ピーク時点における前記受信信号の逆拡散後の信号間の位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことができる。

【0028】また、前記周波数制御工程が、前記第1～第3段階の少なくとも1つと並行して、前記受信信号と前記第1同期コードの1シンボル未満の部分コードとの相関ピークを検出するシンボル内相関ピーク検出工程と；前記シンボル内相関ピーク検出工程において検出された1スロット内の複数の相関ピーク点における前記受信信号の前記部分コードによる逆拡散後の信号間における位相誤差を検出する位相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことができる。

【0029】また、前記周波数制御工程が、前記第1～第3段階の少なくとも1つと並行して、それまでの前記第1段階の処理において抽出されたスロット同期タイミングを使用し、前記受信信号と前記第1同期コードの1シンボル未満の部分コードとの相関ピーク点を推定するシンボル内相関ピーク推定工程と；前記シンボル内相関ピーク検出工程において推定された1スロット内の複数の相関ピーク点における前記受信信号の前記部分コードによる逆拡散後の信号間における位相誤差を検出する位

相誤差検出工程と；前記位相誤差検出工程において検出された位相誤差に基づいて、前記周波数偏差を算出する周波数偏差算出工程と；前記周波数偏差算出工程において算出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を調整する周波数調整工程と；を含むことができる。

【0030】また、本発明のセルサーチ方法では、前記第1の相関検出方法を、1シンボル未満を単位として相関を求める部分相関検出方法とするとともに、前記第2の相関検出方法を、1シンボル単位で相関を求める全相関検出方法とすることができる。

【0031】本発明のセルサーチ装置は、移動局が接続すべき基地局の探索を行うセルサーチ装置であって、前記移動局が接続すべき基地局の送信周波数と前記受信局の受信周波数との周波数偏差を検出する周波数偏差検出手段と；前記周波数偏差検出手段により検出された周波数偏差に基づいて、前記受信周波数を制御する受信周波数制御手段と；前記周波数偏差検出手段により検出された周波数偏差が所定以下の場合に、前記受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を第1の相関検出方法から第2の相関検出方法に切り換える相関検出方法切手手段と；を備えるセルサーチ装置である。

【0032】これによれば、周波数偏差検出手段が、無線リンクを接続すべき基地局の送信周波数と移動局の受信周波数との周波数偏差を検出する。こうして検出された周波数偏差に基づいて、受信周波数制御手段が、周波数偏差を低下させるように、移動局の受信周波数を制御する。そして、相関検出方法切手手段が、周波数偏差が所定値以下となったと判断されたときに、受信信号と所定コードとの相関を求める相関検出方法を、第1の相関検出方法から、周波数偏差が所定値以下であるときに第1の相関検出方法よりも基地局の誤検出率を低下させることができる第2の相関検出方法に切り換える。すなわち、本発明のセルサーチ装置は、本発明のセルサーチ方法を使用してセルサーチを行う。したがって、周波数偏差の低下及び周波数偏差の値に応じた適切な相関検出方法の使用の双方を行うことにより、誤検出率を低下させた適切なセルサーチを行うことができる。

【0033】本発明のセルサーチ装置では、前記第1の相関検出方法を、1シンボル未満を単位として相関を求める部分相関検出方法とするとともに、前記第2の相関検出方法を、1シンボル単位で相関を求める全相関検出方法とすることができる。

【0034】本発明の移動体通信端末装置は、基地局から送信された信号を受信する受信手段と；前記受信手段により受信した信号に基づいてセルサーチを行う本発明のセルサーチ装置と；を備える移動体通信端末装置である。

【0035】これによれば、受信手段が受信した基地局からの信号に基づいて、本発明のセルサーチ装置が、誤検出率を低下させた適切なセルサーチを行う。したがっ

て、移動体通信網を介した通信にあたって、無線リンクを確立すべき基地局の探索を、誤検出率を低下させつつ適切に行うことができる。

【0036】

【発明の実施の形態】本発明の実施形態の説明に先立って、後述する本発明の実施形態で利用されている本発明者の知見について説明する。本発明者が研究の結果から得た知見によれば、上述した初期セルサーチの第1～3段階において、一律に部分相関演算を行うことにした場合、及び、一律に全相関演算を行うことにした場合における基地局の送信周波数と移動局である自局の受信周波数との周波数偏差と、セルサーチにおける基地局（セル）の誤検出率との関係は、図21に示される通りである。なお、図21に示されるグラフにおいては、全相関演算の場合が実線で示され、部分相関演算の場合が破線で示されている。

【0037】図21から判るように、周波数偏差の絶対値が値 Δf 未満の場合には、全相関演算を行う方が誤検出率が小さく、周波数偏差の絶対値が値 Δf を超える場合には、部分相関演算を行う方が誤検出率が小さい。勿論、この値 Δf は、移動局の機種が異なるに伴うセルサーチ用の回路構成が異なれば異なり、また、どのような部分相関演算を行うかによっても異なる。

【0038】しかしながら、移動局が互いに同機種であれば、部分相関演算の種類が決まれば、利用条件が多少変化しても、値 Δf はほぼ同一である。この値 Δf は、設計段階で精度良く算出できない場合もあるが、少なくとも試作機の段階における実験等により知ることができる。

【0039】また、周波数偏差の値に応じた全相関演算と部分相関演算との切換を行う場合に、周波数偏差の発生が予想される周波数偏差範囲において、全体的な誤検出率を低下させるという観点から、どのような部分相関演算を採用すべきかということも、少なくとも試作機の段階における実験等により知ることができる。

【0040】以下に説明する実施形態は、以上のような本発明者の知見を利用している。

【0041】《第1の実施形態》本発明の第1の実施形態を、図1～図15を参照しながら説明する。

【0042】図1には、第1の実施形態に係る移動局としての携帯電話端末10の構成が概略的に示されている。図1に示されるように、この携帯電話端末10は、アンテナ12、該アンテナ12に接続された送受信切換器（デュプレクサ：DUP）14、並びに送受信切換器14に接続された受信信号処理部20及び送信信号処理部40を備えている。送受信切換器14は、送信信号処理部40からアンテナ12へ向かう送信信号に関連する電流と、アンテナ12から受信信号処理部20へ向かう受信信号に関連する電流とを分離して、混信を防止するようにになっている。

【0043】また、携帯電話端末10は、送信信号処理部20と接続された音声変調器55と、該音声変調器55に接続されたマイク56とを備えている。マイク56を介して入力した音声は、音声変調器55においてデジタル符号化された後、送信音声データとして送信信号処理部40に供給されるようになっている。

【0044】また、携帯電話端末10は、受信信号処理部20と接続された音声復調器35と、該音声復調器35に接続されたスピーカ36とを備えている。受信信号処理部20から出力されたデジタル符号化された音声データは、音声復調器35においてアナログ音声信号に変化され、スピーカ36により音声に再生されるようになっている。

【0045】さらに、携帯電話端末10は、全体を統括管理する制御部60を備えている。この制御部60は、制御用CPU、読取専用メモリ（ROM）、ランダムアクセスメモリ（RAM）等（いずれも不図示）から構成されている。制御部60には、キーボード等の入力装置61及び液晶ディスプレイ等の表示装置62が接続されている。携帯電話端末10の使用者が入力装置61を操作して入力したデータ等が制御部60に通知されると、制御部60は、通知されたデータの種類のに応じて、そのデータ内容を表示装置62に表示したり、送信信号処理部40に供給したりするようになっている。例えば、入力装置61が操作されて通信相手の電話番号データが通知されたときには、制御部60は、操作者の確認用に表示装置62に入力された電話番号を表示する。この後、発呼要求が入力装置61を介して通知されると、制御部60は、通信先の電話番号データを適切なタイミングで送信信号処理部40に供給する。

【0046】また、携帯電話端末10は、送信信号処理部40及び受信信号処理部20における送受信動作タイミングの基準となる基本クロック信号を発生する基本クロック発生部39を備えている。この基本クロック発生部39は、電圧制御可能な水晶発振器（VCO）を有しており、受信信号処理部20から出力される周波数制御信号VCSによって基本クロックの周波数が制御されるようになっている。

【0047】前記送信信号処理部40は、送信信号を拡散する拡散変調部41と、該拡散変調部から出力された同相成分（I成分）及び直交成分（Q成分）のデジタル信号をそれぞれアナログ信号に変換するアナログ・デジタル変換器（D/A変換器）42I、42Qと、該D/A変換器42I、42Qそれぞれから出力されたアナログ信号の高周波ノイズを除去するローパスフィルタ（LPF）43I、43Qとを備えている。

【0048】また、送信信号処理部40は、LPF43I、43Qから出力されたI成分信号及びQ成分信号をQPSK（Quadrature Phase Shift Keying）変調を行う直交変調部（QPM）44と、該QPM44から出力

された信号のレベルを所定のレベルとする可変増幅部45と、該可変増幅部45から出力された信号に含まれる所定周波数範囲以外の周波数成分を除去するバンドパスフィルタ(BPF)46と、ミキサ47とを備えている。

【0049】さらに、送信信号処理部40は、基本クロック部39から供給された基本クロック信号の周波数を送信周波数として動作する送信周波数シンセサイザ52を備えている。この送信周波数シンセサイザ52の出力は、直交変調部44及びミキサ47に供給されている。直交変調部44では、送信周波数シンセサイザ52から供給された信号に同期してQPSK変調を行うことにより、送信周波数による変調が行われるようになってい

る。また、ミキサでは、BPF46から信号と送信周波数シンセサイザ52から供給された信号とのミキシングが行われるようになっている。

【0050】また、送信信号処理部40は、ミキサ47から出力された信号に含まれる所定周波数範囲以外の周波数成分を除去するバンドパスフィルタ(BPF)48と、該BPF48から出力された信号レベルを所定のレベルとする可変増幅部49と、該可変増幅部49から出力された信号を増幅するパワーアンプ(PA)50とを備えている。

【0051】送信信号処理部40では、拡散変調部41がマイク56から入力した音声信号が音声変調器55により変調(例えば、PCM変調)された送信音声信号、あるいは、制御部60から供給された送信データ信号を受信すると、上述した各構成要素で順次処理して基地局へ向けて出力する波形の信号に変換する。そして、送信信号処理部40から出力された信号は、送受信切替器14及びアンテナ12を介して、電波の形態で基地局へ向けて送信される。

【0052】前記受信信号処理部20は、アンテナ12において電波の形態で受信し、送受信切替器14を介した受信信号を増幅する低雑音の線形増幅器(LNA)21と、該線形増幅器21から出力された信号に含まれる所定周波数範囲以外のノイズ周波数成分を除去するバンドパスフィルタ(BPF)22とを備えている。

【0053】また、受信信号処理部20は、BPF22から出力された信号を中間周波数の信号に変換するミキサ23と、該ミキサ23から出力された信号における所定周波成分を抽出するバンドパスフィルタ(BPF)25と、該BPF25から出力された信号を所定の信号レベルとする可変増幅器26と、該可変増幅器26から出力された信号を直交検波する直交検波部27とを備えている。ここで、直交検波部27は、可変増幅器26から出力された1つの信号を直交検波して、同相成分(I成分)及び直交成分(Q成分)を抽出して出力するようになっている。

【0054】さらに、受信信号処理部20は、基本クロ

ック部39から供給された基本クロック信号の周波数を受信周波数として動作する受信周波数シンセサイザ32を備えている。この受信周波数シンセサイザ32の出力は、ミキサ23及び直交検波部27に供給されている。ミキサ23では、BPF22からの信号と受信周波数シンセサイザ32から供給された信号とのミキシングが行われ、BPF22から出力された信号が中間周波数の信号に変換されるようになっている。また、直交検波部27では、受信周波数シンセサイザ32から供給された信号に同期してQPSK検波を行うことにより、受信周波数による検波が行われるようになっている。

【0055】また、受信信号処理部20は、直交検波部27から出力されたI成分信号及びQ成分信号それぞれに含まれる高周波ノイズを除去するローパスフィルタ(LPF)28I、28Qと、該LPF28I、28Qそれぞれから出力されたI成分信号及びQ成分信号をI成分デジタル信号 S_{inI} 及びQ成分デジタル信号 S_{inQ} に変換するアナログデジタル変換器(A/D変換器)29I、29Qと、該A/D変換器29I、29Qから出力されたI成分デジタル信号 S_{inI} 及びQ成分デジタル信号 S_{inQ} を逆拡散する逆拡散復調部30とを備えている。この逆拡散復調部30は、音声復調器35に接続されるとともに、内部バス65を介して制御部60と接続されている。そして、逆拡散復調部30は、通信相手からの音声信号に応じた符号化された音声データ信号を音声復調器35に供給するとともに、基地局との通信制御データを必要に応じて制御部に供給するようになっている。

【0056】なお、以下の説明においては、A/D変換器29I、29Qから出力されたI成分デジタル信号 S_{inI} 及びQ成分デジタル信号 S_{inQ} を、それぞれ「I成分受信信号 S_{inI} 」及び「Q成分受信信号 S_{inQ} 」と呼ぶものとする。また、I成分受信信号 S_{inI} とQ成分受信信号 S_{inQ} とを総称するときは、「受信信号 S_{in} 」と呼ぶものとする。

【0057】前記逆拡散復調部30は、図2に示されるように、セルサーチ部71、パスサーチ部72、制御チャンネル受信部73、トラフィックチャンネル受信部74、及び周波数制御部75を備えて構成されている。上述した受信信号 S_{in} は、セルサーチ部71、パスサーチ部72、制御チャンネル受信部73、及びトラフィックチャンネル受信部74に入力している。

【0058】前記セルサーチ部71では、受信した受信信号 S_{in} のうちの第1同期チャンネル(P-SCH)、第2同期チャンネル(S-SCH)、及び共通パイロットチャンネル(CPICH)を介した受信信号成分に基づいて、無線リンクを接続すべき基地局の下りリンクについてのスロット同期タイミング及びフレーム同期タイミングを抽出するいわゆる初期同期抽出を行う。こうしたスロット同期タイミング及びフレーム同期タイミング

を抽出の後、無線リンクを接続すべき基地局が使用しているスクランブルコードを特定する。なお、セルサーチ部71は、初期同期抽出を必須とする初期セルサーチ以外に、ソフトハンドオーバーのための周辺セルサーチも行うようになっている。かかるセルサーチ部71の構成及び作用については後述する。

【0059】前記バスサーチ部72は、セルサーチ部71による初期セルサーチの後に、受信信号 S_{IN} との同期のタイミング（フレーム同期タイミング等）に基づいて、受信信号 S_{IN} においていわゆるマルチパス現象が生じたときに、それらの位相差を特定する。ここで、「マルチパス現象」とは、同一信号が、反射等により時間差が発生した、複数の信号として移動局としての携帯電話端末10に到着する現象をいう。

【0060】こうした機能を有するバスサーチ部72では、マルチパスにおける各パスに応じた所定の相関ピークを検出している。かかる相関ピークの抽出のために、バスサーチ部72は、複数のスライディング相関器から構成される相関器（不図示）又はマッチトフィルタ（不図示）を備えている。

【0061】前記制御チャンネル受信部73は、携帯電話端末10に対する種々の制御のために、基地局から送信された制御信号を受信信号 S_{IN} から抽出して復調する。かかる制御信号の抽出のために、スクランブルコード（拡散符号）による逆拡散、同期検波、及びRAKE合成が行われる。このため、制御チャンネル受信部73は、スライディング相関器、同期検波器、及びRAKE合成器（いずれも不図示）を備えている。このように構成された制御チャンネル受信部73では、抽出されて復調された制御信号を、バス65を介して制御部60に供給するようになっている。また、本実施形態の制御チャンネル受信部73では、無線リンクを確立すべき基地局の共通パイロットチャンネル（CPICH）における下りデータに基づいて、当該基地局の送信周波数と携帯電話端末10における受信周波数の偏差を検出し、その検出結果を周波数制御部75に供給するようになっている。

【0062】前記トラフィックチャンネル受信部74は、基地局から送信されたトラフィックチャンネルの信号を抽出して復調する。かかるトラフィックチャンネル信号の抽出のために、スクランブルコード（拡散符号）による逆拡散、同期検波、及びRAKE合成が行われる。このため、トラフィックチャンネル受信部74は、スライディング相関器、同期検波器、及びRAKE合成器（いずれも不図示）を備えている。このように構成されたトラフィックチャンネル受信部74では、抽出されて復調された信号を、バス65を介して制御部60や音声復調器35に供給するようになっている。また、本実施形態のトラフィックチャンネル受信部74では、無線リンクを確立すべき基地局の共通パイロットチャンネル

（CPICH）における下りデータに基づいて、当該基地局の送信周波数と携帯電話端末10における受信周波数の偏差を検出し、その検出結果を周波数制御部75に供給するようになっている。

【0063】前記周波数制御部75は、バス65を介した制御部60からの指定、セルサーチ部71による周波数偏差に応じた位相誤差の検出結果、又は制御チャンネル受信部73若しくはトラフィックチャンネル受信部74による周波数偏差の検出結果に基づいて、基本クロック発生部39へ向けて周波数制御指示VCSを出力する。より詳細には、周波数制御部75は、携帯電話端末10の電源投入による初期状態においては、制御部60から指示された初期値に応じた周波数制御指示VCSを基本クロック発生部39へ向けて出力する。また、初期セルサーチ中において、セルサーチ部71から位相誤差の検出結果が通知されると、周波数制御部75は、その位相偏差を補正する周波数制御指示VCSを基本クロック発生部39へ向けて出力する。そして、初期セルサーチが終了した後は、制御チャンネル受信部73又はトラフィックチャンネル受信部74から周波数偏差の検出結果が通知されると、周波数制御部75は、その周波数偏差を補正する周波数制御指示VCSを基本クロック発生部39へ向けて出力するようになっている。

【0064】前記セルサーチ部71は、図3に示されるように、I成分受信信号 $S_{IN I}$ 及びQ成分受信信号 $S_{IN Q}$ それぞれと第1同期コード（PSC）との相関を演算するマッチトフィルタ部（MF）81と、該マッチトフィルタ部81から出力された位相誤差検出用相関値 Sp_{CI} 、 Sp_{CQ} のスロット間における位相誤差を検出する位相誤差検出部82と、マッチトフィルタ部81から出力されたスロットタイミング抽出用相関値 Sp_{SCI} 、 Sp_{SCQ} に基づいて相関電力を算出する相関電力算出部83と、該相関電力算出部83から出力された相関電力値 P_{PSC} に基づいて、スロットタイミングを抽出するスロットタイミング抽出部84（以下、単に「抽出部84」とも呼ぶ）とを備えている。ここで、マッチトフィルタ部81には、バス65を介して制御部60から相関演算制御指示MFCが供給されている。また、位相誤差検出部82からは、バス65を介して制御部60へ位相誤差検出結果PSEが供給されるようになっている。また、スロットタイミング抽出部84からは、スロットタイミングSTMが出力されるとともに、該スロットタイミングSTMと同期しているサンプリング基準タイミングPETが出力され、該サンプリング基準タイミングPETが位相誤差検出部82に供給されている。

【0065】マッチトフィルタ部81は、図4に示されるように、直列に接続された（P+1）個の個別マッチトフィルタ101_p（MF_p：p=0～P）と、各個別マッチトフィルタ101_pから出力されたI成分PCR_{I_p}の和を算出する加算器1031と、各個別マッチトフィ

ルタ101_pから出力されたQ成分PCRQ_pの和を算出する加算器103Qとを備えている。また、マッチトフィルタ部81は、マルチプレクサ105及びマルチプレクサ107を備えている。ここで、マルチプレクサ105は、各個別マッチトフィルタ101_pから出力された相関値対(PCR1_p, PCRQ_p)及び加算器103I, 103Qから出力された相関値対(TCRI, TCRQ)の中から、制御部60からの相関選択信号MFC1に応じて、1つの相関値対を選択し、位相誤差検出用相関値対(Spc1, SpcQ)として出力するようになっている。また、マルチプレクサ107は、マッチトフィルタ部81は、位相誤差検出用の相関値対(Spc1, SpcQ)及び加算器103I, 103Qから出力された相関値対(TCRI, TCRQ)の中から、制御部60からの相関選択信号MFC2に応じて、1つの相関値対を選択し、スロットタイミング検出用相関値対(Spsc1, SpscQ)として出力するようになっている。

【0066】個別マッチトフィルタ101_p (p=1~(P-1))は、図5に示されるように、直列に接続された、I成分に関する(N_p+1)個の遅延素子111I₀~111I_{N_p}と、直列に接続された、Q成分に関する(N_p+1)個の遅延素子111Q₀~111Q_{N_p}とを備えている。また、個別マッチトフィルタ101_p (p=1~(P-1))は、個別マッチトフィルタ101₀に応じた第1同期パターン(PSC)の部分のI成分パターンPSC1_{p,0}~PSC1_{p,N_p}及びQ成分パターンPSCQ_{p,0}~PSCQ_{p,N_p}を発生する部分パターン発生器119_pとを備えている。ここで、遅延素子111I_{np}及び遅延素子111Q_{np} (np=0~N_p)のそれぞれは、入力と出力との間に1チップ分の時間差(1D)を発生させる遅延素子である。

【0067】また、個別マッチトフィルタ101₀は、複素積算装置113_{p,np}と、加算器115I_pと、加算器115Q_pとを備えている。ここで、複素積算装置113_{p,np}は、遅延素子111I_{np}及び遅延素子111Q_{np}への入力S1I_{p,np}及び入力S1Q_{p,np}と部分パ

$$CPI_{p,np} = S1I_{p,np} \cdot PSC1_{p,np} + SIQ_{p,np} \cdot PSCQ_{p,np} \quad \dots (2)$$

$$CPQ_{p,np} = S1I_{p,np} \cdot PSCQ_{p,np} - SIQ_{p,np} \cdot PSC1_{p,np} \quad \dots (3)$$

【0073】すなわち、複素積算装置113_{p,np}からの出力CPI_{p,np}, CPQ_{p,np}それぞれは、次の(4)式の演算結果における実部と虚部となっている。なお、※

$$\begin{aligned} & (S1I_{p,np} + j \cdot SIQ_{p,np}) \cdot (PSC1_{p,np} + j \cdot PSCQ_{p,np})^* \\ &= (S1I_{p,np} + j \cdot SIQ_{p,np}) \cdot (PSC1_{p,np} - j \cdot PSCQ_{p,np}) \quad \dots (4) \end{aligned}$$

ここで、jは虚数単位であり、X*はXの複素共役を示している。

【0075】複素積算装置113_{p,np}が以上のように構成されることから、図5に示される個別マッチトフィルタ101_pでは、複素値組((S1I_{p,0}+j・S1Q_{p,0}), ..., (S1I_{p,N_p}+j・S1Q_{p,N_p}))と複素パターン((PSC1_{p,0}+j・PSCQ_{p,0}), ..., (PSC

*ターン発生器119から出力されたパターンPSC1_{p,np}及びパターンPSCQ_{p,np}との複素積を算出し、個別マッチトフィルタ101_pのI成分出力PCR1_pを出力する。また、加算器115I_pは、複素積算装置113_{p,np}と、複素積算装置113_{p,0}~113_{p,N_p}それぞれから出力された複素積のI成分CPI_{p,0}~CPI_{p,N_p}の和を算出し、個別マッチトフィルタ101_pのQ成分出力PCRQ_pを出力する。

【0068】なお、個別マッチトフィルタ101_pは、上記の図5に示される個別マッチトフィルタ101_p (p=0~(P-1))と比べて、図5における最終段の遅延素子111I_{N_p}, 111Q_{N_p} (すなわち、遅延素子111I_{N_p}, 111Q_{N_p})を備えていない点のみが相違している。

【0069】また、個別マッチトフィルタ101₀~101_pが有する遅延素子段数の総計NDは、1シンボル内のチップ数NCと、次の(1)式の関係にある。

$$\begin{aligned} NC &= ND + 1 \\ &= (N1 + 1) + \dots + NP + 1 \quad \dots (1) \end{aligned}$$

【0070】前記複素積算装置113_{p,np}は、図6に示されるように、信号値S1I_{p,np}とパターンPSC1_{p,np}との積を算出する積算器121と、信号値S1I_{p,np}とパターンPSCQ_{p,np}との積を算出する積算器122と、信号値S1Q_{p,np}とパターンPSC1_{p,np}との積を算出する積算器123と、信号値S1Q_{p,np}とパターンPSCQ_{p,np}との積を算出する積算器124とを備えている。また、複素積算装置113_{p,np}は、積算器121の出力PII_{p,np}と積算器123の出力PIQ_{p,np}との和を算出する加算器126と、積算器122の出力PIQ_{p,np}と積算器124の出力PII_{p,np}との和を算出する加算器127とを備えている。

【0071】このように構成された複素積算装置113_{p,np}では、加算器126の出力CPI_{p,np}及び加算器127の出力CPQ_{p,np}は、次の(2)式及び(3)式で表される通りとなる。

【0072】

※本明細書においては、(4)式の演算をすることを複素積の算出と呼んでいる。

【0074】

I_{p,np}+j・PSCQ_{p,np}))との複素積が算出され、その結果がI成分PCR1_p及びQ成分PCRQ_pとして出力される。そして、個別マッチトフィルタ101_pは、それぞれが内部で発生する第1同期パターンPSCの部分パターンと受信信号S1_{in}との複素相関(以下、単に「部分相関」ともいう)を時間順次に算出するようになっている。

【0076】こうして算出された部分相関算出結果（ PCR_{I_p} 、 PCR_{Q_p} ）の時間変化の例が、図7に示されている。なお、図7には、部分相関（ PCR_{I_p} 、 PCR_{Q_p} ）の例として、「 $N_p = NC/4$ 」の例が示されている。この例では、図7に示されるように、部分相関算出結果（ PCR_{I_p} 、 PCR_{Q_p} ）の1成分及びQ成分から成る複素値（ $PCR_{I_p} + j \cdot PCR_{Q_p}$ ）（ j ：虚数単位）の絶対値（振幅値）の時間変化波形は、第1同期チャンネル（ $P-SCH$ ）における1シンボル信号を受信し始めてから、1シンボル分の時間 T_{su} の1/4の時間 T_{su1} （ $=T_{su}/4$ ）が経過した時点、時間（ $2T_{su1}$ ）が経過した時点、時間（ $3T_{su1}$ ）が経過した時点、及び時間（ $4T_{su1}$ ）が経過した時点（すなわち、第1同期チャンネル（ $P-SCH$ ）における1シンボル信号の終了時点）に有している。そして、こうした4つのピーク波形の発生が、1スロット時間 T_{SL} の周期で繰り返される。なお、「 $N_p = NC/M$ 」の場合には、部分相関算出結果（ PCR_{I_p} 、 PCR_{Q_p} ）の各成分から成る複素値（ $PCR_{I_p} + j \cdot PCR_{Q_p}$ ）の絶対値（振幅値）の1シンボル内における時間変化では、上記の時間 T_{su1} は時間 T_{su}/M となり、この間隔で M 個のピークを有することになる。

【0077】また、図7には、全相関算出結果（ $TCRI$ 、 $TCRQ$ ）の各成分から成る複素値（ $TCRI + j \cdot TCRQ$ ）の絶対値（振幅値）の時間変化が併せて示されている。図7に示されるように、全相関算出結果（ $TCRI$ 、 $TCRQ$ ）の各成分から成る複素値（ $TCRI + j \cdot TCRQ$ ）の絶対値（振幅値）の時間変化波形は、第1同期チャンネル（ $P-SCH$ ）における1シンボル信号の終了時点でのみピークを有する。そして、1つのピークの発生が1スロット時間 T_{SL} の周期で繰り返される。

【0078】図4に戻り、以上より、マッチトフィルタ部81における加算器103I、103Qの算出結果は、第1同期パターン PSC 全体と受信信号 S_{in} との複素相関（以下、単に「全相関」ともいう）を時間順次に算出するようになっている。そして、マッチトフィルタ部71は、制御部60からの指示信号 MFC （ $=MFC1 + MFC2$ ）に応じて、複数の部分相関算出結果（ $(PCR_{I_0}, PCR_{Q_0}), \dots, (PCR_{I_p}, PCR_{Q_p})$ ）及び全相関算出結果（ $TCRI$ 、 $TCRQ$ ）の中から1つの相関算出結果を選択し、位相誤差検出用の相関値対（ Sp_{c1} 、 Sp_{cQ} ）として位相誤差検出部82へ供給するとともに、全相関算出結果（ $TCRI$ 、 $TCRQ$ ）及び位相誤差検出用の相関値対（ Sp_{c1} 、 Sp_{cQ} ）の一方をスロットタイミング検出用の信号対（ Sp_{sc1} 、 Sp_{scQ} ）として相関電力算出部83に供給する。

【0079】前記位相誤差検出部82は、図8に示されるように、サンプリングタイミング生成部136と、サ

ンプルホルダ（ S/H ）131と、サンプルホルダ（ S/H ）132とを備えている。ここで、サンプリングタイミング生成部136は、抽出部84から供給されたサンプリング基準タイミング PET に基づいて、サンプリングタイミング PET' を生成する。また、サンプルホルダ131は、マッチトフィルタ部81から出力された信号 Sp_{c1} をサンプリングタイミング PET' に同期してサンプルしてホールドする。また、サンプルホルダ132は、サンプルホルダ131からの出力信号をサンプリングタイミング PET' に同期してサンプルしてホールドする。

【0080】また、位相誤差検出部82は、サンプルホルダ（ S/H ）133と、サンプルホルダ（ S/H ）134とを備えている。ここで、サンプルホルダ133は、マッチトフィルタ部81から出力された信号 Sp_{cQ} を、サンプリングタイミング PET' に同期してサンプルしてホールドする。また、サンプルホルダ134は、サンプルホルダ133から出力された信号をサンプリングタイミング PET' に同期してサンプルしてホールドする。

【0081】さらに、位相誤差検出部82は、サンプルホルダ131～134それぞれから出力された信号に基づいて、位相誤差検出用の信号対（ Sp_{c1} 、 Sp_{cQ} ）のスロット間における位相誤差を検出する位相誤差算出部135を備えている。

【0082】なお、本実施形態では、後述するように、周波数偏差の算出用に部分相関を利用し、部分相関のほぼピーク位置において部分相関の値をサンプルすることになっている。このため、サンプリングタイミング生成部136は、シンボル周期、サンプリングタイミング PET 、及び部分相関のコードの長さから、部分相関のピークタイミングを特定して、サンプリングタイミング PET' を生成している。

【0083】前記抽出部84は、図9に示されるように、相関電力算出部43から出力された相関電力値 P_{psc} を累積加算する累積加算部141と、該累積加算部141の出力に基づいて、スロットタイミング STM 及び該スロットタイミング STM と同期したサンプリングタイミング PET を生成する判定部142とを備えている。ここで、累積加算部141は、相関電力値 P_{psc} を一方の入力端子で受信する加算器146と、加算器146の出力を記憶するとともに、記憶結果を加算器146の他方の入力端子及び判定部142へ向けて出力するメモリ147とを備えている。なお、メモリ147には、判定部142から、記憶タイミング MTM 及び記憶内容のリセット指示 RMC が供給されている。

【0084】以上のように構成された抽出部84では、判定部142が発生する記憶タイミング MTM に応じて、各時刻における受信信号 S_{in} と第1同期パターンとの相関値を反映した相関電力値 P_{psc} の値が累積加算さ

れ、メモリ141に記憶される。また、判定部142が発生するリセット指示RMCに応じて、メモリ141の記憶内容がリセットされる。こうした記憶タイミングMTM及びリセット指示RMCに応じた相関電力値Ppscの累積加算値の変化態様に基づいて、判定部142が、スロットタイミングSTM及びサンプリングタイミングPETを生成して出力する。なお、メモリ141としては、リセット可能なラッチレジスタ素子を使用することができる。

【0085】図3に戻り、セルサーチ部71は、相関算出部(SCP)85と、該相関算出部85による相関算出結果を記憶するメモリ(MEM)86と、抽出特定部87とを備えている。相関算出部(SCP)85は、上述した抽出部84から供給されたスロットタイミングSTMに同期して、I成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} と基地局から受信した第2同期コード(SSC)に関するZ個の候補コードのI成分(以下、「I成分候補グループ」という)SC[1]I, ..., SC[Z]I及びQ成分(以下、「Q成分候補グループ」という)SC[1]Q, ..., SC[Z]Qとの相関を演算する。なお、相関算出部85には、上述した抽出部84から出力されたスロットタイミングSTMが供給されるとともに、バス65を介して制御部60から相関演算制御指示SCC1が供給されている。また、抽出特定部87は、メモリ86に記憶された相関算出結果に基づいて、フレームタイミングを抽出するとともに、スクランブルコードグループSCMGを特定する。なお、抽出特定部87からは、抽出されたフレームタイミングFTM及び特定されたスクランブルコードグループSCMGが出力されている。

【0086】相関算出部85は、図10に示されるように、Z個のスライディング相関器(SC)150₁~150_Zを備えている。これらのスライディング相関器150₁~150_ZそれぞれにはI成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} が入力しており、スライディング相関器150_z(z=1~Z)は、I成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} と、I成分候補グループSG[z]I及びQ成分候補グループSG[z]Qとの複素相関を算出し、算出結果のI成分 $A[z]I$ 及びQ成分 $A[z]Q$ を出力するようになっている。

【0087】スライディング相関器150_zは、図11に示されるように、I成分受信信号 S_{inI} とI成分候補グループSG[z]Iとの積を算出する積算器151と、I成分受信信号 S_{inI} とQ成分候補グループSG[z]Iとの積を算出する積算器152と、Q成分受信信号 S_{inQ} とQ成分候補グループSG[z]Qとの積を算出する積算器153と、Q成分受信信号 S_{inQ} とI成分候補グループSG[z]Iとの積を算出する積算器154とを備えている。また、スライディング相関器150_zは、積算器151の出力と積算器153の出力との

和を算出する加算器155と、積算器152の出力と積算器154の出力との和を算出する加算器156と、加算器155の出力を周期的に累積加算する積分/ダンブ部157と、加算器156の出力を周期的に累積加算する積分/ダンブ部158とを備えている。さらに、スライディング相関器150_zは、制御部60からの相関演算制御指示SCC1に応じ、スロットタイミング信号STMに基づいて、I成分候補グループSG[z]I及びQ成分候補グループSG[z]Qそれぞれを出力するとともに、積分/ダンブ部157、158へ向けて加算タイミング信号SAT及び累積加算結果のリセット指示SRCを出力するコード発生部159_zを備えている。ここで、積分/ダンブ部157、158は、上述した累積加算部141と同様に構成されている。

【0088】このように構成されたスライディング相関器150_zでは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と、相関演算制御指示SCC1によって指定された候補グループ(SG[z]I, SG[z]Q)のチップ部分(全チップの場合も含む)との複素積が、順次、積算器151~154及び加算器155、156によって、上述した複素積算器113_pの場合と同様にして算出される。こうして算出された複素積のI成分及びQ成分は、積分/ダンブ部157及び積分/ダンブ部158において累積加算される。

【0089】コード発生部159_zが1シンボル内の全てのチップについての複素積について、加算タイミングSATによる累積加算指示を行う場合には、積分/ダンブ部157、158の出力 $A[z]I$, $A[z]Q$ は、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補グループ(SG[z]I, SG[z]Q)との全相関算出結果となる。一方、コード発生部159_zが1シンボル内の一部のチップについての複素積について、加算タイミングSATによる累積加算指示を行う場合には、積分/ダンブ部157、158の出力 $A[z]I$, $A[z]Q$ は、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補グループ(SG[z]I, SG[z]Q)との部分相関算出結果となる。

【0090】以上のように各スライディング相関器150_zは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補グループ(SG[z]I, SG[z]Q)との相関算出結果を出力信号 $A[z]I$, $A[z]Q$ として出力する。この結果、図10に示されるように、相関算出部85からは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補グループ(SG[1]I, SG[1]Q)~(SG[Z]I, SG[Z]Q)それぞれとの相関算出結果($A[1]I$, $A[1]Q$)~($A[Z]I$, $A[Z]Q$)が出力される。

【0091】図3に戻り、相関算出部85から出力された相関算出結果($A[1]I$, $A[1]Q$)~($A[Z]I$, $A[Z]Q$)は、メモリ86に供給され、メモリ86内に記憶される。抽出特定部87は、メモリ8

6から相関算出結果(A[1]I, A[1]Q)～(A[Z]I, A[Z]Q)を読み出す。引き続き、抽出特定部87は、その相関算出結果(A[1]I, A[1]Q)～(A[Z]I, A[Z]Q)に基づいて、フレームタイミングを抽出するとともに、スランブルコードグループを特性する。そして、抽出特定部87は、抽出されたフレームタイミングFTMを出力するとともに、特定されたスクランブルコードグループSCMGを出力する。

【0092】また、セルサーチ部71は、上述した抽出特定部87から供給されたフレームタイミングFTMを使用して、I成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} と基地局が採用しているスクランブルコードに対するR個の候補コードのI成分(以下、「I成分候補コード」という)SC[1]I, ..., SC[R]I及びQ成分(以下、「Q成分候補コード」という)SC[1]Q, ..., SC[R]Qとの相関を演算する相関算出部(SCP)88と、該相関算出部88による相関算出結果(B[1]I, B[1]Q)～(B[R]I, B[R]Q)それぞれに基づいて相関電力を算出する相関電力算出部891～89Rと、該相関電力算出部891～89Rによる算出結果 $S_{th}[1]$ ～ $S_{th}[R]$ に基づいて、基地局がスクランブルコードSCMを特定するスクランブルコード特定部90(以下、単に「特定部90」とも呼ぶ)とを備えている。ここで、相関算出部88には、上述した抽出特定部87から出力されたフレームタイミングFTMが供給されるとともに、バス65を介して制御部60から相関演算制御信号SCC2が供給されている。また、特定部90からは、特定されたスクランブルコードSCMが出力されている。

【0093】相関算出部88は、図12に示されるように、R個のスライディング相関器(SC)1601～160Rを備えている。これらのスライディング相関器1601～160RそれぞれにはI成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} が入力しており、スライディング相関器161r(r=1～R)は、I成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} と、I成分候補コードSC[r]I及びQ成分候補コードSC[r]Qとの複素相関を算出し、算出結果のI成分B[r]I及びQ成分B[r]Qを出力するようになっている。

【0094】スライディング相関器160rは、図13に示されるように、上述したスライディング相関器150zとはほぼ同様に構成されているが、I成分受信信号 S_{inI} 及びQ成分受信信号 S_{inQ} と相関を演算するコードが相違することに伴い、コード発生器169rがスライディング相関器150zにおけるコード発生器159zとは異なるものとなっている。すなわち、スライディング相関器160rは、I成分受信信号 S_{inI} とI成分候補コードSC[r]Iとの積を算出する積算器161と、I成分受信信号 S_{inI} とQ成分との積を算出する積算器

162と、Q成分受信信号 S_{inQ} とQ成分候補コードSC[r]Qとの積を算出する積算器163と、Q成分受信信号 S_{inQ} とI成分候補コードSC[r]Iとの積を算出する積算器164とを備えている。また、スライディング相関器160rは、積算器161の出力と積算器163の出力との和を算出する加算器165と、積算器162の出力と積算器164の出力との和を算出する加算器166と、加算器165の出力を周期的に累積加算する積分/ダンプ部167と、加算器166の出力を周期的に累積加算する積分/ダンプ部168とを備えている。さらに、スライディング相関器161zは、制御部60からの相関演算制御指示SCC2に応じ、フレームタイミングFTMに基づいて、I成分候補コードSC[r]I及びQ成分候補コードSC[r]Qそれぞれを出力するとともに、積分/ダンプ部167、168へ向けて加算タイミングTAT及び累積加算結果のリセット指示TRCを出力するコード発生部169rを備えている。

【0095】このように構成されたスライディング相関器160rでは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補コード(SC[r]I, SC[r]Q)との複素積が、積算器161～164及び加算器165、165によって、上述したスライディング相関器150zの場合と同様にして算出される。こうして算出された複素積のI成分及びQ成分は、積分/ダンプ部167及び積分/ダンプ部168において累積加算される。

【0096】コード発生部169rが全てのチップについての複素積について、加算タイミング信号TATによる累積加算指示を行う場合には、積分/ダンプ部167、168の出力信号B[r]I, B[r]Qは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補コード(SC[r]I, SC[r]Q)との全相関算出結果となる。一方、コード発生部169rが一部のチップについての複素積について、加算タイミング信号TATによる累積加算指示を行う場合には、積分/ダンプ部167、168の出力B[r]I, B[r]Qは、受信信号(S_{inI} , S_{inQ})と候補コード(SC[r]I, SC[r]Q)との部分相関算出結果となる。

【0097】特定部90は、図14に示されるように、相関電力算出部891～89Rから出力された相関電力の算出結果 $S_{th}[1]$ ～ $S_{th}[R]$ それぞれを累積加算する累積加算部1711～171Rと、該累積加算部1711～171Rからの出力に基づいて、無線リンクを接続すべき基地局が使用しているスクランブルコードSCMを特定する判定部172とを備えている。ここで、累積加算部1711～171Rのそれぞれは、上述した累積加算部141と同様に構成されている。すなわち、累積加算部1711～171Rのそれぞれは、相関電力の算出結果 $S_{th}[r]$ を一方の入力端子で受信する加算器176と、加算器176の出力を記憶するとともに、記憶結果

を加算器176の他方の入力端子及び判定部172へ向けて出力するメモリ(MEM)177とを備えている。なお、メモリ177には、判定部172から、記憶タイミングMT及び記憶内容のリセット指示RMが供給されている。

【0098】以上のように構成された特定部90では、判定部172が発生する記憶タイミングMTに応じて、各時刻における受信信号 S_{in} と候補コード(SC[1]I, SC[1]Q)～(SC[R]I, SC[R]Q)との相関値を反映した相関電力 $S_{th}[1] \sim S_{th}[R]$ が累積加算され、メモリ177i～177rに記憶される。また、判定部172が発生するリセット指示RMに応じて、メモリ177の記憶内容がリセットされる。こうした記憶タイミングMT及びリセット指示RMに応じた相関電力 $S_{th}[1] \sim S_{th}[R]$ の累積加算結果に基づいて、判定部172が、スクランブルコードSCMを特定して、出力する。なお、メモリ177i～177rそれぞれとしては、上述のメモリ141の場合と同様に、リセット可能なラッチレジスタ素子を使用することができ

【0099】以上のように構成されたセルサーチ部71は、制御部60による制御のもとで、以下のようにしてセルサーチを行う。

【0100】前提として、本実施形態の携帯電話端末10において、マルチプレクサ105及びマルチプレクサ107(図4参照)における出力選択により選択できる部分相関演算の種類のうち、周波数偏差の発生が予想される周波数偏差範囲において、最適な部分相関演算の種類は、制御部60にとって既知であるものとする。以下、この最適な部分相関演算を「特定部分相関演算」と記し、特定部分相関演算による算出結果を「特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})」と記すものとする。そして、この特定部分相関演算を行うとしたときに、上述した図21における値 Δfr も、制御部60にとって既知であるものとする。

【0101】電源が投入されると、内部回路が初期化された後に、携帯電話端末10は初期セルサーチを開始する。この初期セルサーチにあたり、図15に示されるように、まず、ステップ201において、アンテナ12で受信され、送受信切換器14を経由した後、受信信号処理部20内において、線形増幅器21からA/D変換器29I, 29Qまでの各要素を介することにより、I成分受信信号 $S_{in}I$ 及びQ成分受信信号 $S_{in}Q$ の形態とされた受信信号から、携帯電話端末10が無線リンクを接続すべき基地局の送信におけるスロットタイミングSTMを抽出する(第1段階)。

【0102】かかる第1段階では、まず、制御部60が、上述したセルサーチ部71のマッチトフィルタ部81におけるマルチプレクサ107(図4参照)に対して、相関選択指示MFC2により特定部分相関(PCR

I_{p0} , PCR Q_{p0})を選択して出力すべきことを通知する。この通知を受けたマッチトフィルタ部81は、マルチプレクサ107の出力の選択を特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})の出力に設定する。また、制御部60は、マルチプレクサ106(図4参照)に対して、相関選択指示MFC1により特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})を選択して出力すべきことを通知する。この通知を受けたマッチトフィルタ部81は、マルチプレクサ106の出力の選択を特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})の出力に設定する。

【0103】なお、制御部60は、上記の相関選択指示MFC2によるマッチトフィルタ部81に対する特定部分相関演算を実行すべき旨の通知とほぼ同時に、相関演算制御指示SCC1及び相関演算制御指示SCC2により、相関演算部85及び相関演算部88に対して、特定部分相関演算を実行すべき旨も通知する。

【0104】この状態でセルサーチ部71に受信信号 S_{in} ($S_{in}I$, $S_{in}Q$)が入力すると、マッチトフィルタ部81は、特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})

を、スロットタイミング検出用相関値($SP_{sc}I$, $SP_{sc}Q$)として、相関電力算出部83へ向けて出力する。また、マッチトフィルタ部81は、特定部分相関(PCR I_{p0} , PCR Q_{p0})を、位相誤差検出用相関値($SP_{pc}I$, $SP_{pc}Q$)として、位相誤差検出部82へ向けて出力する。

【0105】相関電力算出部83は、スロットタイミング検出用相関値($SP_{sc}I$, $SP_{sc}Q$)の電力を算出し、その結果 P_{psc} を抽出部84へ向けて出力する。この相関電力 P_{psc} を受信した抽出部84は、累積加算部141が相関電力 P_{psc} を累積加算し、その結果に基づいて判定部142が閾値処理をして、無線リンクを接続すべき基地局から送信された第1同期チャンネル(P-SC11)のスロットタイミングSTMを抽出し、相関検出部85へ向けて出力する。また、抽出部84は、スロットタイミングSTMに同期するサンプリング基準タイミングPETを、位相誤差検出部82へ向けて出力する。こうして初期セルサーチの第1段階が終了する。

【0106】こうして第1段階が終了すると、ステップ202におけるフレームタイミングFTMの抽出及びスクランブルコードグループSCMGの特定処理(第2段階)が開始されるとともに、ステップ211～217の実行による受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切

換処理が開始される。

【0107】かかる受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切換処理では、まず、ステップ211において、初期セルサーチが第3段階まで終了し、無線リンクを接続すべき基地局が採用しているスクランブルコードの特定がなされているかが判定される。この時点では、初期セルサーチの第2段階が開始されたばかりなので、否定的な判定がなされ、処理がステップ212へ移行する。

【0108】ステップ212では、サンプリングタイミング生成部136が、受信したサンプリング基準タイミングP E Tに基づいて、受信した位相誤差検出用相関値対(Spc I, Spc Q)の相関電力における複数のピーク発生時点を推定する。引き続き、ステップ242において、サンプリングタイミング生成部136は、推定された相関ピーク点におけるサンプリングを指示する新たなサンプリングタイミングP E T'を生成し、サンプルホルダ131~134に位相誤差検出用のサンプリングタイミングとして供給する。この結果、1シンボル期間内において、複数のサンプリングタイミングP E T'が生成される。

【0109】次に、ステップ213において、まず、サンプリングタイミングP E T'に従ってサンプルされた相関値対(Spc I, Spc Q)に基づいて、周波数偏差が検出される。

【0110】このステップ213では、サンプリングタイミングP E T'に従って、その時点における位相誤差検出用相関値をサンプルホルダ131, 132によってサンプルするとともに、サンプルホルダ131, 132 * 20

$$CF(t) = Spc I(t) + j \cdot Spc Q(t) = C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t] \quad \dots (5)$$

$$C = ((Spc I(t))^2 + (Spc Q(t))^2)^{1/2} \quad \dots (6)$$

【0115】ところで、時刻tにサンプルホルダ131~134によるサンプリングが行われると、位相誤差算出部135には、相関値CF(t)及び相関値CF(t-Tsu1)それぞれのI成分及びQ成分が入力する。と ※

$$\begin{aligned} CF(t) \cdot CF(t-Ts) &= C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t] \cdot C \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (t-Tsu1)] \\ &= C^2 \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot Tsu1] \\ &= C^2 \cdot (\cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot Tsu1) + j \cdot \sin(2\pi \cdot \Delta f \cdot Tsu1)) \quad \dots (7) \end{aligned}$$

【0117】したがって、位相誤差算出部135は、相関値CF(t)と相関値CF(t-Tsu1)との積を演算し、例えば、その演算結果の積の虚部IMP(=C²・sin(2π・Δf・Tsu1))を求めた後、次の(8)式の計算することにより、スロット間隔を隔てた2時点における位相誤差検出用相関値間における位相誤差PSE(=2π・Δf・Tsu1)を求めることができる。

$$PSE = \sin^{-1}(IMP/C^2) \quad \dots (8)$$

【0119】こうして求められた位相誤差PSEは、周波数制御部75及び制御部60に通知される。周波数制御部75及び制御部60は、通知された位相誤差PSEを使用して、次の(9)式により、周波数偏差Δfを算出する。

$$\Delta f = PSE / (2\pi \cdot Tsu1) \quad \dots (9)$$

【0121】引き続き、ステップ214において、周波数制御部75が、(9)式によって算出された周波数偏差Δfを低減すべく受信周波数を変化させる。かかる受信周波数の変化の量は、周波数偏差Δfそのものであってもよいし、また、周波数制御における発振現象を避け

*から出力された、前回のサンプリングタイミングP E Tに従ってサンプルホルダ131, 132によってサンプリングされた位相誤差検出用相関値を、サンプルホルダ133, 134によってサンプリングする。すなわち、サンプリングタイミングP E T'に従ったサンプルホルダ131~134によるサンプリングにより、1スロット内におけるピーク時間間隔Tsu1を隔てた2時点における位相誤差検出用相関値が同時に得られる。

【0111】位相誤差算出部135は、こうして得られたピーク間隔を隔てた2時点における位相誤差検出用相関値に基づいて、ピーク間隔を隔てた2時点における位相誤差検出用相関値間における位相の誤差を検出する。

【0112】ここで、かかる位相誤差の検出の原理について説明する。

【0113】位相誤差検出用相関値(Spc I, Spc Q)の時刻tにおける複素表現CF(t)は、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数(キャリア周波数)と、携帯電話端末10の受信周波数との偏差をΔfとすると、次の(5)式及び(6)式で表すことができる。

【0114】

※ところで、相関値CF(t)及び相関値CF(t-Tsu1)との積を算出すると、次の(7)式のようになる。

【0116】

るために、例えば周波数偏差Δfの1/2であってもよい。

【0122】次いで、ステップ215において、制御部60は、算出された周波数偏差Δfが上述した既知の周波数閾値Δf以下であるか否かを判定する。このステップ215における判定が否定的であった場合には、処理はステップ211へ移行する。一方、ステップ215における判定が肯定的であった場合には、処理はステップ216に移行する。

【0123】ステップ216では、制御部60が、相関方法の切替が既に行われたか否かを判定される。このステップ216における判定が否定的であった場合には、処理はステップ211へ移行する。一方、ステップ216における判定が肯定的であった場合には、処理はステップ217に移行する。

【0124】ステップ217では、制御部60が、マッチフィルタ部81、相関算出部85、及び相関算出部88に対して、以後に使用すべき相関演算方法を特定部分相関演算方法から全相関演算方法に切り換えるべき旨を、マッチフィルタ制御指示MFC2、相関演算制御指示SCC1、及び相関演算制御指示SCC2により通

知する。ここで、マッチトフィルタ部81に対し選択された相関演算方法が通知されるのは、1回目の第1段階の終了直後に位相誤差検出による相関演算方法の選択が行われ、1回目の第1～第3段階の実行によってはセルサーチが成功しなかった場合に、2回目以降の第1～第3段階の実行にあたり、全段階にわたって1回目の第1段階の終了直後に選択された相関演算方法を使用することができるようにするためである。こうして、相関演算方法の切替が行われると、処理はステップ201へ移行する。

【0125】なお、ステップ217における相関演算方法は、初期セルサーチの第1～第3段階の処理に影響することになる。図15では、こうした影響を破線矢印で表現している。

【0126】こうして、ステップ215、ステップ216、及びステップ217のいずれかから処理がステップ211に移行すると、以後、ステップ211において肯定的な判定がなされるまで、上記と同様に、ステップ211～217の処理が繰り返される。これにより、周波数制御処理及び必要に応じた相関演算方法の切替処理が行われる。そして、ステップ211において肯定的な判定がなされると、受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切替処理が終了し、処理がステップ204へ移行する。

【0127】以上のようなステップ211～217における受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切替処理と並行して、ステップ202及びステップ203が順次実行される。

【0128】ステップ202では、当初は特定部分相関演算方法により、また、上述したステップ217の実行後は全相関演算方法により、フレームタイミングFTMの抽出及びスクランブルコードグループSCMGの特定が行われる（第2段階）。かかるフレームタイミングFTMの抽出及びスクランブルコードグループSCMGの特定にあたっては、まず、相関算出部85が、抽出部84から供給されたスロットタイミングSTMに基づいて、受信信号 S_{in} (S_{inI} , S_{inQ}) と、相関演算制御指示SCC1によって指定された候補グループ ($SG[z]I$, $SG[z]Q$) の部分と相関値 ($A[z]I$, $A[z]Q$) を算出する。この算出結果の相関値 ($A[z]I$, $A[z]Q$) は、メモリ86に格納される。

【0129】引き続き、抽出特定部87は、メモリ86から相関値 ($A[1]I$, $A[1]Q$) ～ ($A[Z]I$, $A[Z]Q$) を読み出し、その読み出し結果に基づいて、フレームタイミングFTMの抽出及びスクランブルコードグループSCMGの特定を行う。そして、抽出特定部87は、抽出されたフレームタイミングFTM及び特定されたスクランブルコードグループSCMGを、相関算出部88へ向けて出力する。こうして第2段階の

処理が終了する。

【0130】次に、ステップ203において、選択された相関演算方法を使用して、無線リンクを接続すべき基地局が使用しているスクランブルコードSCMの特定が行われる（第3段階）。かかるスクランブルコードSCMの特定にあたっては、まず、相関算出部88が、抽出特定部87から供給されたフレームタイミングFTM及びスクランブルコードグループSCMGに基づいて、受信信号 S_{in} (S_{inI} , S_{inQ}) と、相関演算制御指示SCC2によって指定された候補コード ($SC[r]I$, $SC[r]Q$) ($r=1\sim R$) の部分との相関値 ($B[r]I$, $B[r]Q$) を算出し、相関電力算出器89へ向けて出力する。

【0131】相関電力算出器89は、相関値 ($B[r]I$, $B[r]Q$) の電力を算出し、その結果 $S_{th}[r]$ を特定部90へ向けて出力する。この相関電力 $S_{th}[r]$ を受信した特定部90では、累積加算部171が相関電力 $S_{th}[1]\sim S_{th}[R]$ それぞれを累積加算し、その結果に基づいて判定部172が、無線リンクを接続すべき基地局が使用しているスクランブルコードSCMを特定し、制御部60、バスサーチ部72、制御チャンネル受信部73、及びトラフィックチャンネル受信部74へ向けて出力する。こうして初期セルサーチの第3段階の処理が終了する。なお、第3段階の処理が終了すると、上述したようにステップ211～217における受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切替処理もほぼ同時に終了する。

【0132】次に、ステップ204において、トラフィックチャンネル受信部74が、セルサーチ部71の特定部90から供給されたスクランブルコードSCMを使用して、受信信号 S_{in} (S_{inI} , S_{inQ}) に含まれる共通パイロットチャンネル(CPICH)成分を逆拡散処理した結果に基づいて、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と携帯電話端末10の受信周波数との周波数偏差を精度良く検出し、その検出結果を周波数制御部75へ向けて出力する。引き続き、周波数制御部75は、受信した周波数偏差に基づいて、その周波数偏差を補正する周波数制御指示VCSを、基本クロック発生部39へ向けて出力する。基本クロック発生部39は、受信した周波数制御指示VCSに従って、基本クロックの周波数を修正する。この結果、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と携帯電話端末10の受信周波数とが精度良く一致する。

【0133】こうして、周波数偏差の低減が行われると、無線リンクを接続すべき基地局との間で、携帯電話端末10の送受信処理が開始される。

【0134】以上説明したように、本実施形態では、特定部分相関演算方法を使用して、初期セルサーチを開始する。そして、初期セルサーチの第1段階の処理終了後に、ある程度の精度で、無線リンクを接続すべき基地局

の発信周波数と携帯電話端末10の受信周波数との周波数偏差を検出する。こうして検出された周波数偏差に基づいて、周波数偏差を低減するために受信周波数を制御するとともに、検出された周波数偏差が所定の閾値 Δf 以下となった時点で、セルサーチのための相関演算方法を特定部分相関演算方法から全相関演算方法に切り換える。したがって、本実施形態によれば、誤検出率を低下させて、無線リンクを接続すべき基地局の探索を行うことができる。

【0135】なお、本実施形態では、位相誤差検出を特定部分相関に基づいて行ったが、全相関に基づいて、位相誤差検出を行うこともできる。かかる場合には、図8におけるサンプリングタイミング生成部136を省略し、サンプリング基準タイミングに従ってサンプルホルダ131~134でサンプリングを行うとともに、上述した(7)~(9)式におけるピーク時間間隔 T_{sl} をスロット時間間隔 T_{sl} に置き換えて計算を行えばよい。

【0136】また、本実施形態では、1シンボル期間内において互いに隣り合う特定部分相関のピーク点間における位相誤差から周波数偏差を求めたが、1シンボル期間内における任意のピーク点間における位相誤差から周波数偏差を求めることもできる。また、スロット間にまたがる特定部分相関のピーク点間における位相誤差から周波数偏差を求めることもできる。

【0137】また、本実施形態では、検出された周波数偏差の絶対値を閾値 Δf と直接比較し周波数偏差が閾値 Δf 以下であるかを判定した。これに対して、本実施形態と同様の周波数制御を行ったとき、周波数偏差の時間変化が既知である場合には、周波数制御の開始からの経過時間を監視することにより、周波数偏差が閾値 Δf 以下であるかを推定することができる。このことを利用して、周波数偏差が閾値 Δf 以下であることを判定してもよい。

【0138】本実施形態と同様の周波数制御を行ったとき、周波数偏差の時間変化は、一般に図16に示される通りとなる。すなわち、当初の周波数偏差の値によって、周波数偏差 Δf が閾値 Δf 以下となるまでの時間は異なるが、当初の周波数偏差が $\Delta f_1 \rightarrow \Delta f_2 \rightarrow \Delta f_3$ と小さくなるに従って、周波数偏差 Δf が閾値 Δf 以下となるまでの時間が短くなる。こうした場合に、当初の周波数偏差の最大値は値 Δf_1 であることが既知であれば、当初の周波数偏差が値 Δf_1 のときに、周波数偏差 Δf が閾値 Δf 以下となるまでの時間 T_1 を経過したときには、当初の周波数偏差の値にかかわらず、周波数偏差 Δf が閾値 Δf 以下となっていると判断することができる。こうした時間 T_1 は、設計段階で精度良く算出できない場合もあるが、少なくとも試作機の段階における実験等により知ることができる。

【0139】以上の時間 T_1 を利用する場合には、本実施形態における図15のステップ214を、図17にお

けるステップ214'に置き換えればよい。すなわち、ステップ214'において、周波数制御の開始からの経過時間が時間 T_1 を経過したか否かを判定し、否定的な場合には処理をステップ211に移行させ、肯定的な場合には処理をステップ215に移行させればよい。なお、図17においては、図15におけるステップ要素と同様のステップ要素に同一の符号を付し、重複する説明を省略した。

【0140】《第2の実施形態》次に、本発明の第2の実施形態に係る携帯電話端末について説明する。本実施形態の携帯電話端末は、上述した第1の実施形態に係る携帯電話端末と比べて、セルサーチ部の構成のみが異なっている。以下、この相違点に主に着目して、本実施形態について説明する。なお、以下の説明において、第1の実施形態における場合と同一又は同等の要素には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。

【0141】本実施形態のセルサーチ部71は、図18に示されるように、上述の図3に示される第1の実施形態におけるセルサーチ部の位相誤差検出部82に代えて、位相誤差検出部82'を備えている。この位相誤差検出部82'は、第1の実施形態における抽出部84からのサンプリング基準タイミングPETの供給は行われず、マッチトフィルタ部81から位相差検出用相関値 SpC_I 、 SpC_Q のみが供給されている。

【0142】位相誤差検出部82'は、図19に示されるように、上述した図8に示される第1の実施形態の位相誤差検出部82と比べて、位相差検出用相関値 SpC_I 、 SpC_Q からサンプリングタイミングPET'を生成するための相関電力算出部137、ピーク検出部138、及びサンプリングタイミング生成部139を更に備えている。ここで、相関電力算出部137は、位相差検出用相関値対(SpC_I 、 SpC_Q)の相関電力を算出し、ピーク検出部138へ向けて出力する。また、ピーク検出部138は、相関電力算出部137による相関電力Pの算出結果の時間的な変化を監視して、当該相関電力の時間変化波形のピークを検出し、検出されたピークタイミングをサンプリングタイミング生成部139に通知している。また、サンプリングタイミング生成部139は、ピーク検出部138から通知されたピークタイミングに基づいて、サンプリングタイミングPET'を生成し、サンプルホルダ131~134に供給するようになっている。

【0143】以上のように構成された本実施形態のセルサーチ部71は、制御部60による制御のもとで、以下のようにしてセルサーチを行う。

【0144】前提として、第1の実施形態の場合と同様に、本実施形態の携帯電話端末10においても、マルチプレクサ105及びマルチプレクサ107(図4参照)における出力選択等により選択できる部分相関演算の種類のうち、周波数偏差の発生が予想される周波数偏差範

図において、最適な部分相関演算の種類は、制御部60にとって既知であるものとする。また、この最適な部分相関演算を行うとしたときに、上述した図21における値 Δf_1 も、制御部60にとって既知であるものとする。

【0145】本実施形態におけるセルサーチの処理は、図20に示されるように、第1の実施形態における図15に示されるセルサーチ処理と比べて、(a)ステップ201の第1段階の途中から、ステップ211~217における受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切換処理が開始されること、及び、(b)ステップ212に代えて、ステップ212'が実行される点のみが相違する。

【0146】すなわち、ステップ201において、第1の実施形態と同様にスロットタイミングSTMの抽出が行われる。このステップ201における抽出処理と並行して、ステップ211~217における受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切換処理が開始される。そして、ステップ211において否定的な判定がなされると、処理がステップ212'へ移行する。

【0147】このステップ212'では、位相誤差検出部82'の相関電力算出部137は、受信した位相差検出用相関値対(Spc1, SpcQ)の相関電力を算出し、ピーク検出部138へ向けて出力する。引き続き、ピーク検出部138は、受信した相関電力信号の波形ピーク(すなわち、相関ピーク)の検出を行う。そして、ピーク検出部138は、相関ピークを検出すると、直ちにその旨を、サンプリングタイミング生成部139へ通知する。

【0148】引き続き、相関ピークの検出の通知を受けたサンプリングタイミング生成部139は、その通知がされたタイミングに基づいて、サンプリングタイミングPET'を生成し、サンプルホルダ131~134に供給する。

【0149】以後、第1の実施形態と同様にして、受信周波数の制御処理及び相関演算方法の切換処理が行われる。なお、ステップ202~ステップ204の処理も、第1の実施形態と同様に行われる。

【0150】以上説明したように、本実施形態によれば、特定部分相関演算方法を使用して、初期セルサーチを開始する。そして、初期セルサーチの第1段階と並行して、ある程度の精度で、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と携帯電話端末10の受信周波数との周波数偏差を検出することを開始する。こうして検出された周波数偏差に基づいて、周波数偏差を低減するために受信周波数を制御するとともに、検出された周波数偏差が所定の閾値 Δf_1 以下となったと判断される時点で、セルサーチのための相関演算方法を特定部分相関演算方法から全相関演算方法に切り換える。したがって、誤検出率を低下させて、無線リンクを接続すべき基地局の探索を行うことができる。

【0151】なお、本実施形態においても、上述した第1の実施形態と同様の変形が可能である。

【0152】なお、上記の各実施形態では、携帯電話端末について説明したが、CDMA方式を採用する移動体通信網における移動局装置であれば、本発明を他の種類の装置にも適用することができる。

【0153】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明のセルサーチ方法及びセルサーチ装置によれば、部分相関演算方法を使用して初期セルサーチを開始した後、無線リンクを接続すべき基地局の発信周波数と移動局の受信周波数との周波数偏差を検出し、検出された周波数偏差に基づいて、周波数偏差を低減するために受信周波数を制御するとともに、検出された周波数偏差が所定の閾値 Δf_1 以下となったと判断される時点で、セルサーチのための相関演算方法を部分相関演算方法から全相関演算方法に切り換える。したがって、誤検出率を低減した適切なセルサーチを行うことができる。

【0154】また、本発明の移動体端末装置によれば、本発明のセルサーチ装置を備え、当該セルサーチ装置によりセルサーチを行うので、移動体通信網を介した通信にあたって、誤検出率を低減したセルサーチを行うことができる

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態の携帯電話端末の概略的な構成を示す図である。

【図2】図1における逆拡散復調部の概略的な構成を示す図である。

【図3】図2におけるセルサーチ部の構成を示す図である。

【図4】図3におけるマッチトフィルタ部の構成を示す図である。

【図5】図4における個別マッチトフィルタ部の構成を示す図である。

【図6】図5における複素積算部の構成を示す図である。

【図7】図3におけるマッチトフィルタ部からの出力信号を説明するためのタイミングチャートである。

【図8】図3における位相誤差検出部の構成を示す図である。

【図9】図3におけるスロットタイミングの抽出部の構成を示す図である。

【図10】図3におけるフレームタイミング抽出及びスクランブルコードグループ特定用の相関算出部の構成を示す図である。

【図11】図10におけるスライディング相関器の構成を示す図である。

【図12】図3におけるスクランブルコード特定用の相関算出部の構成を示す図である。

【図13】図12におけるスライディング相関器の構成

を示す図である。

【図14】図3におけるスクランブルコードの特定部の構成を示す図である。

【図15】第1の実施形態におけるセルサーチ動作を説明するためのフローチャートである。

【図16】前段階周波数制御による周波数偏差の時間変化を説明するための図である。

【図17】第1の実施形態に対する変形例におけるセルサーチ動作を説明するためのフローチャートである。

【図18】第2の実施形態におけるセルサーチ部の構成を示す図である。

【図19】図18における位相誤差検出部の構成を示す図である。

【図20】第2の実施形態におけるセルサーチ動作を説明するためのフローチャートである。

【図21】周波数偏差とセルサーチにおける誤検出率との関係を説明するためのグラフである。

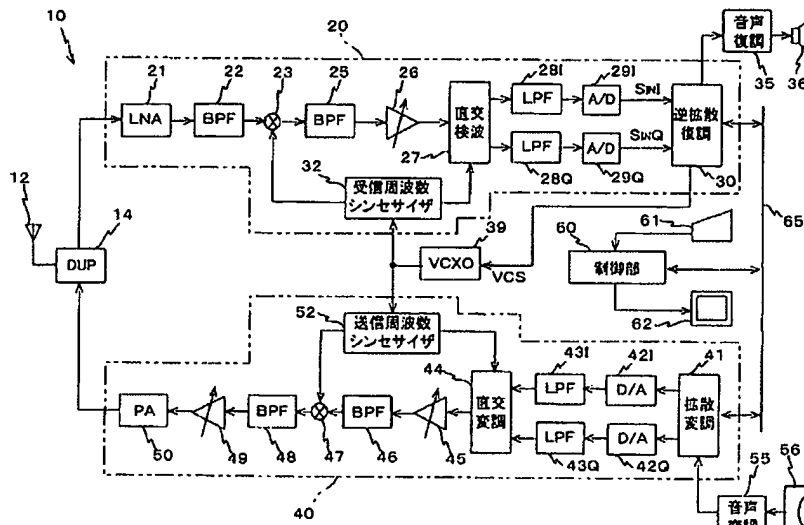
【図22】セルサーチ用に使われる基地局からの送信情報を説明するための図である。

【図23】従来のセルサーチ動作を説明するためのフローチャートである。

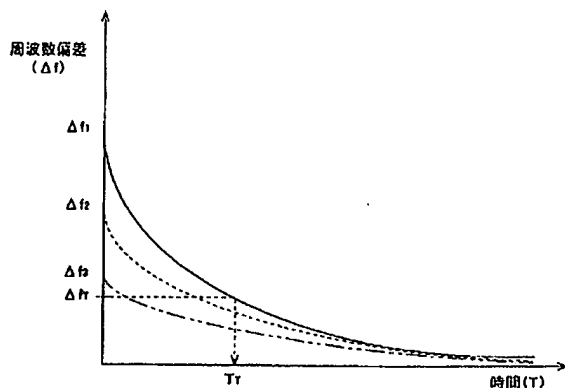
【符号の説明】

10…携帯電話端末（移動局装置）、12…アンテナ（受信手段）、60…制御部（セルサーチ装置の一部、周波数偏差検出手段の一部）、71…セルサーチ部（セルサーチ装置の一部）、75…周波数制御部（周波数制御手段）、81…マッチフィルタ部、82、82'…位相誤差検出部（周波数偏差検出手段の一部）、83…関連電力算出部、84…スロットタイミング抽出部。

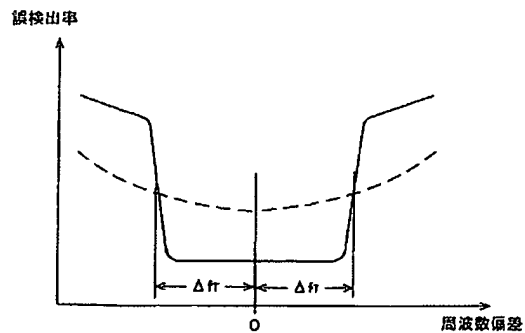
【図1】



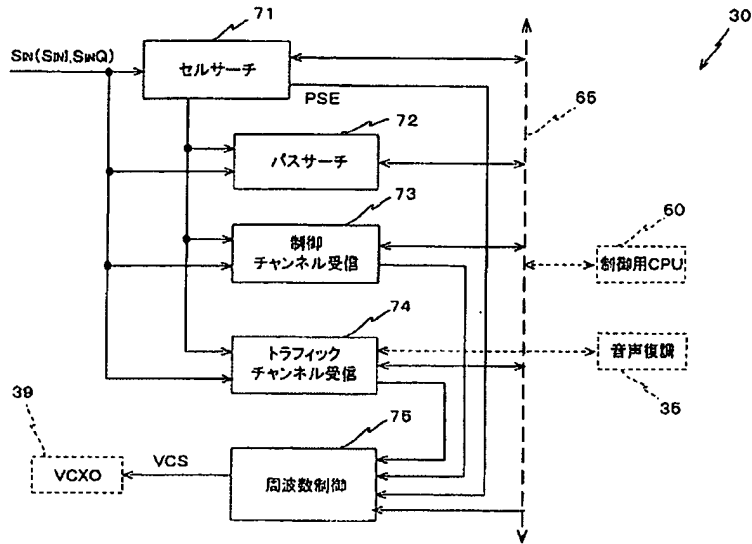
【図16】



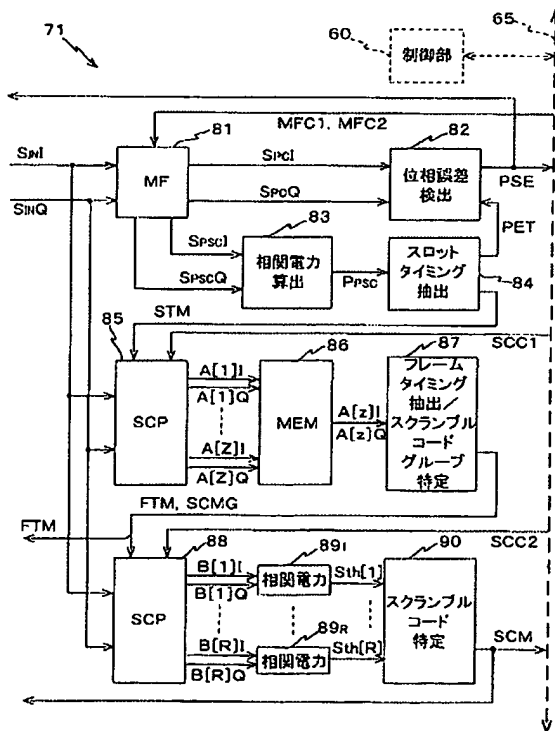
【図21】



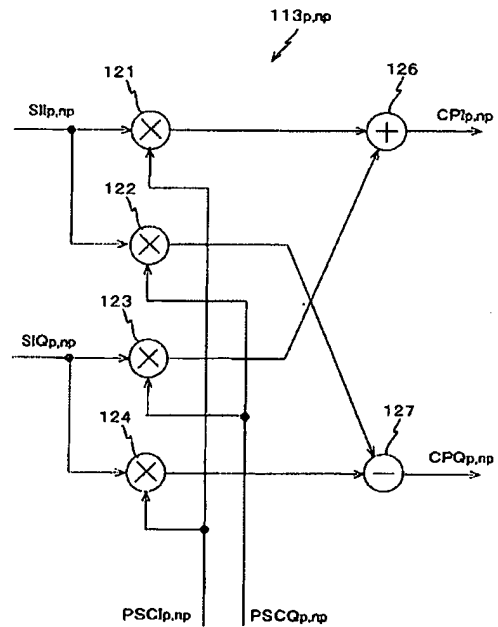
【図2】



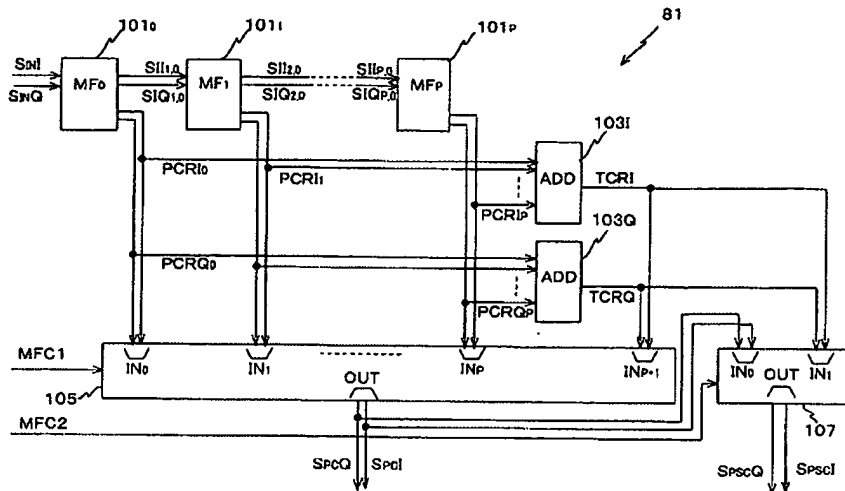
【図3】



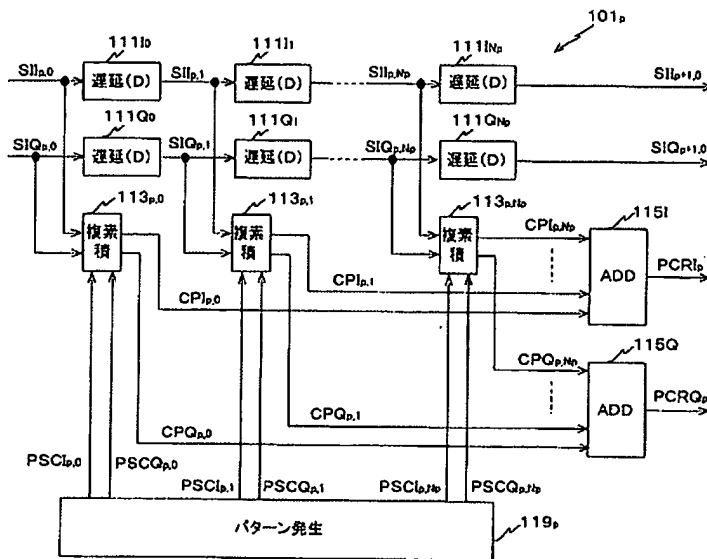
【図6】



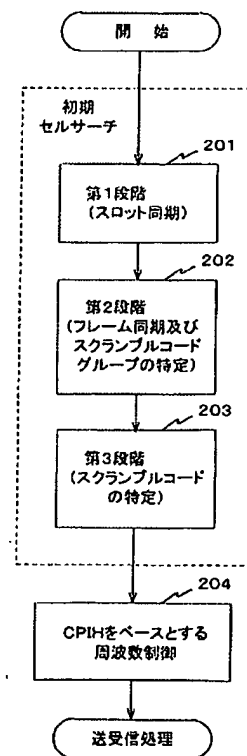
【図4】



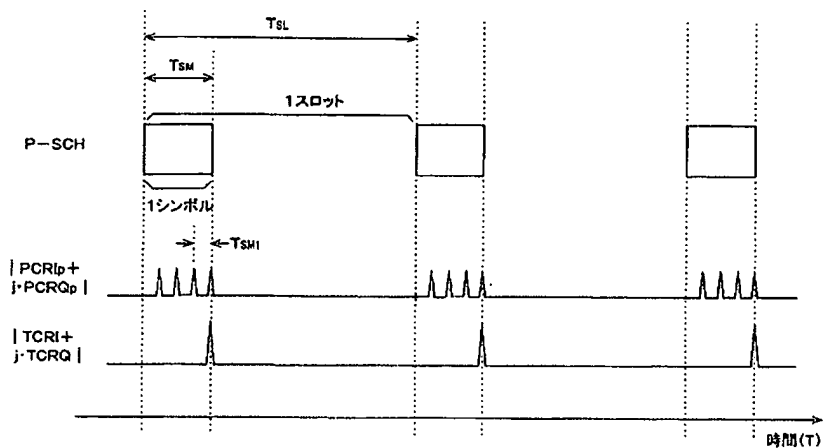
【例 5】



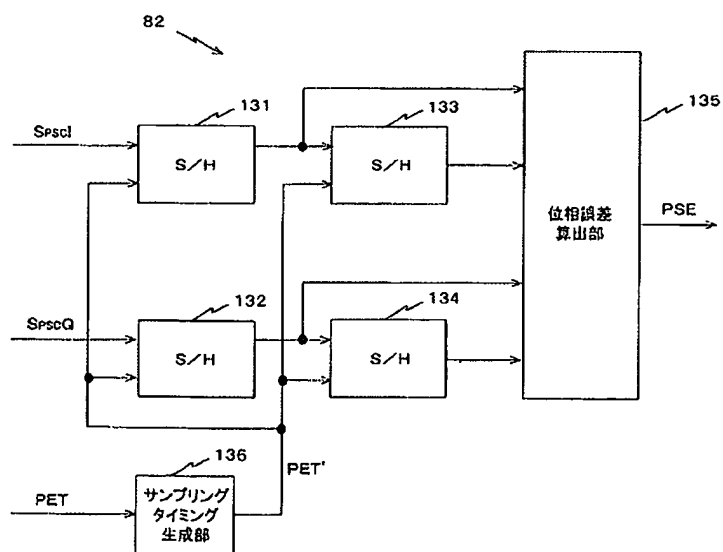
【图 2-3】



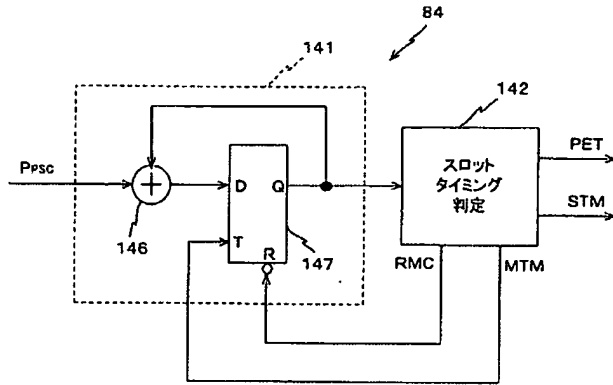
【図 7】



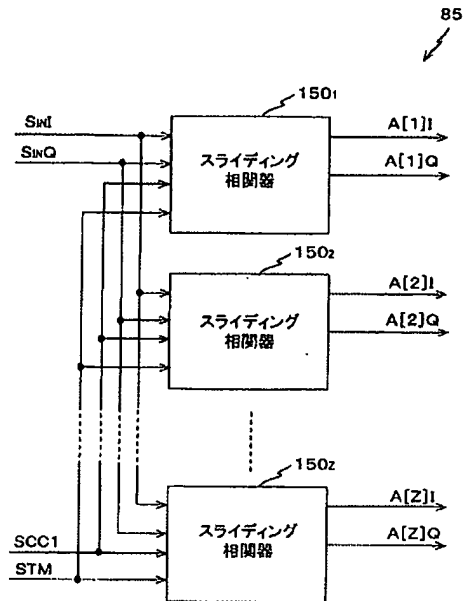
【図 8】



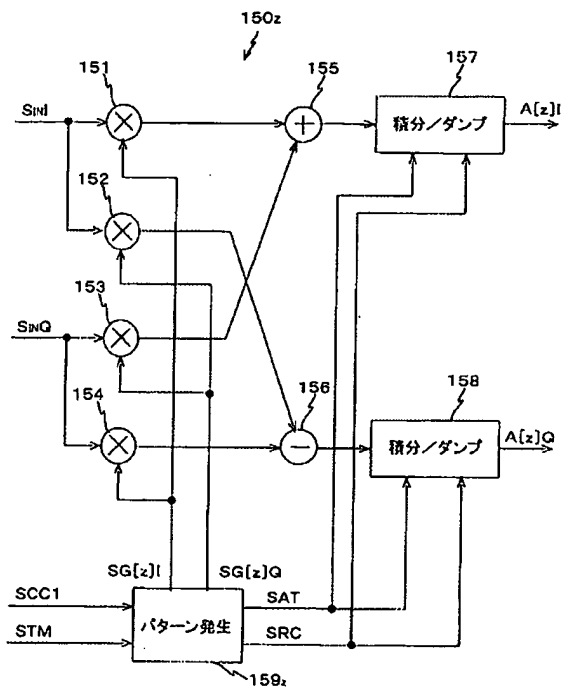
【図9】



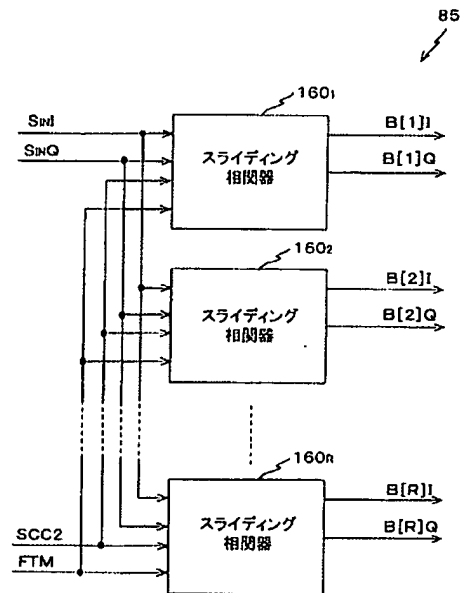
【図10】



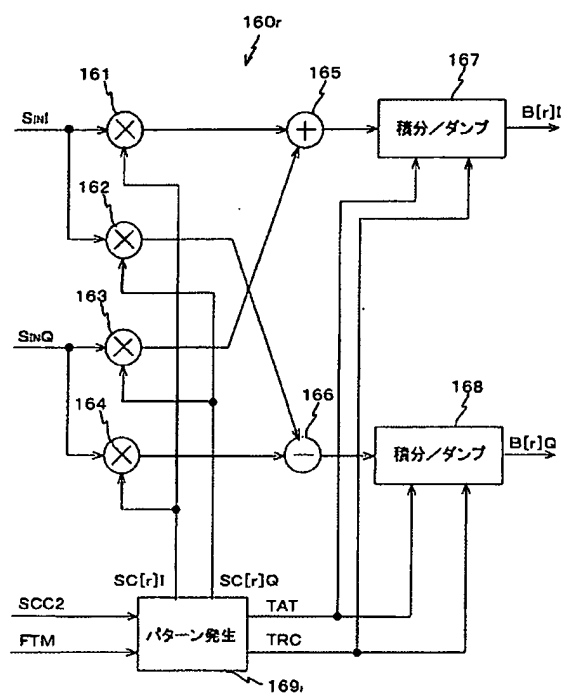
【図11】



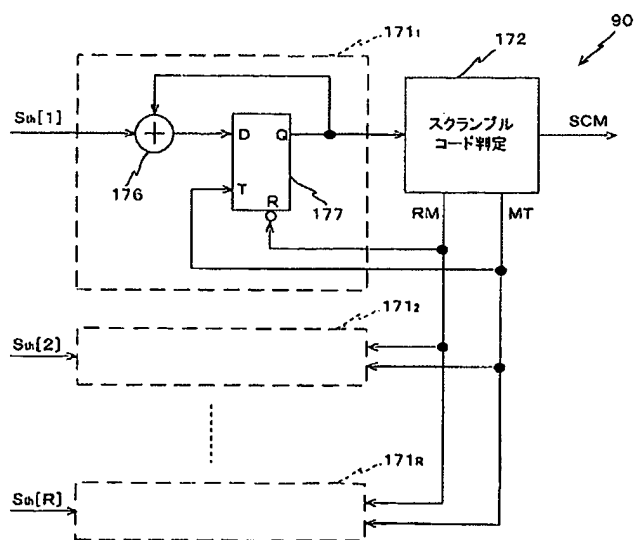
【図12】



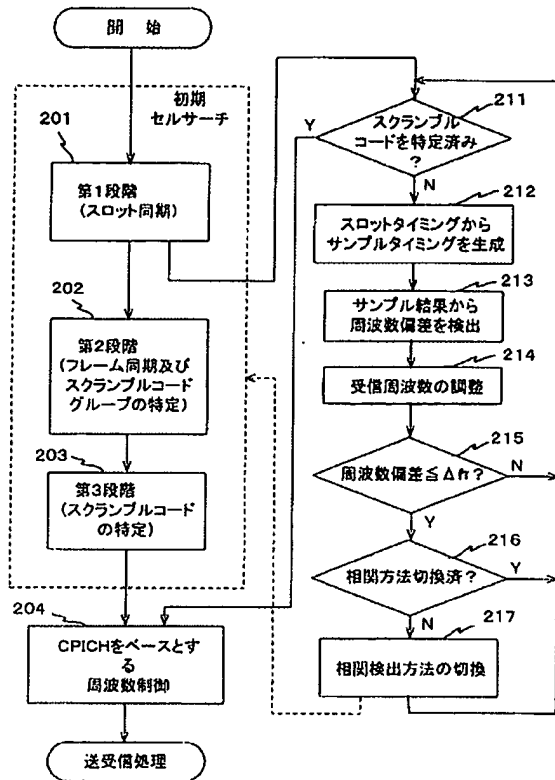
【図13】



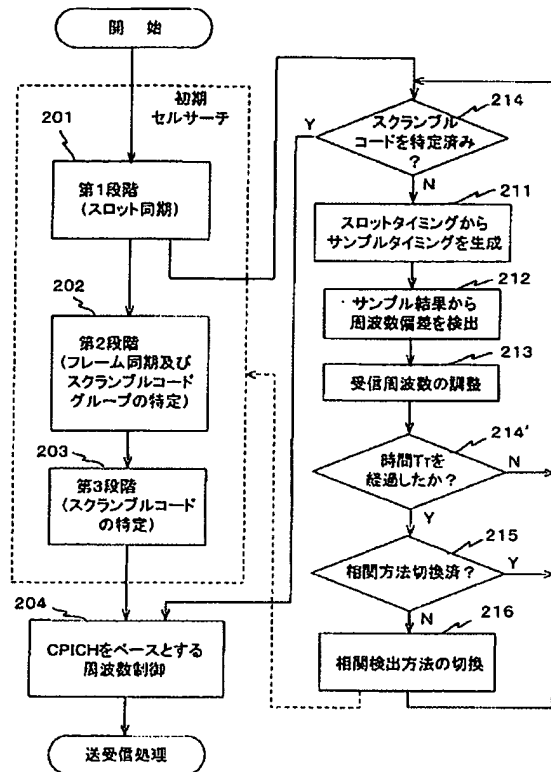
【図14】



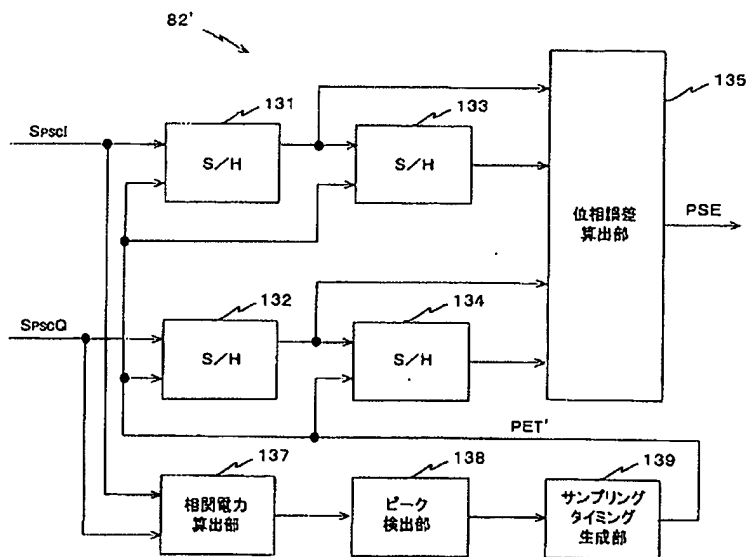
【図15】



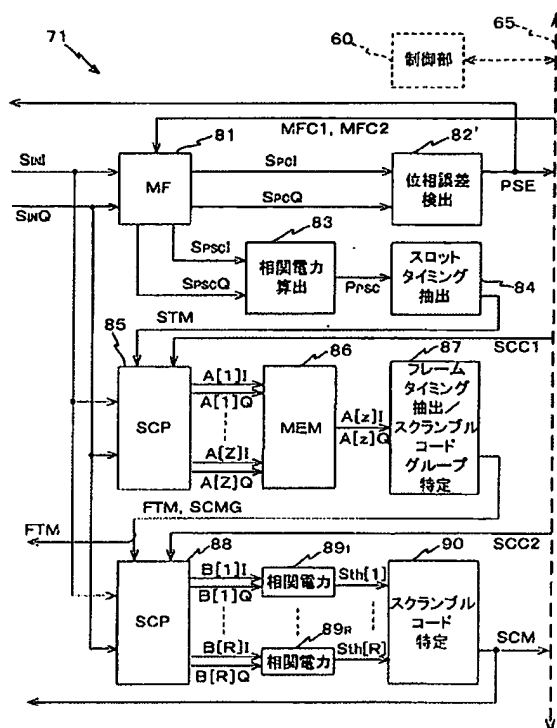
【図17】



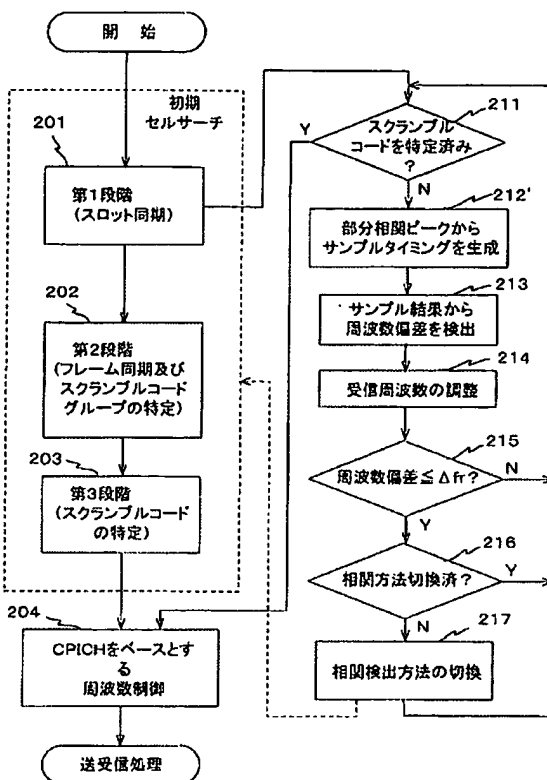
【図19】



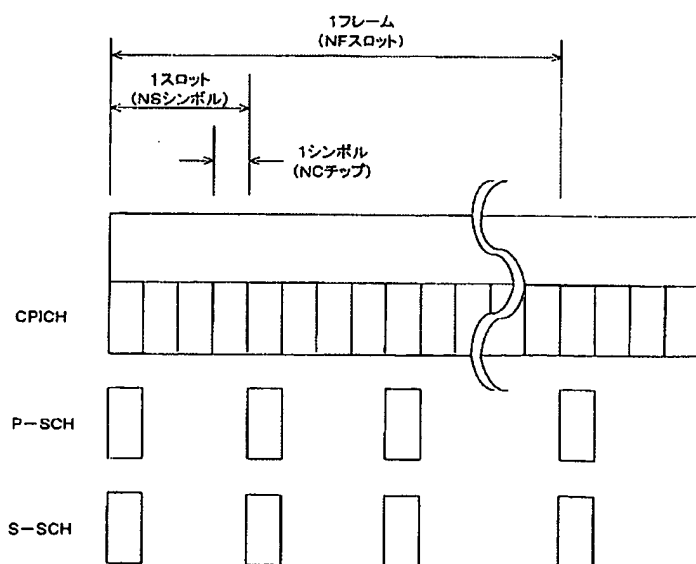
【図18】



【図20】



【図22】



フロントページの続き

(72)発明者 劉 詩平

東京都世田谷区北沢3丁目5番18号 株式
会社鷹山内

(72)発明者 鈴木 邦彦

東京都世田谷区北沢3丁目5番18号 株式
会社鷹山内

ドターム(参考) 5K022 EE02 EE36

5K047 AA12 BB01 CC01 GG11 GG16

GG28 GG34 GG37 HH01 HH15

5K067 AA33 BB04 CC10 DD19 DD25

EE02 EE24 JJ72